



Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO

Sophie Vergerio

► To cite this version:

Sophie Vergerio. Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO. Autre. Université de Provence - Aix-Marseille I, 2007. Français. NNT : . tel-00182458

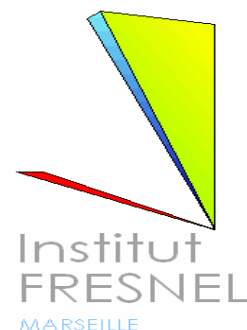
HAL Id: tel-00182458

<https://theses.hal.science/tel-00182458>

Submitted on 26 Oct 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Thèse

présentée devant l'Université de Provence

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE PROVENCE

Spécialité : Rayonnement et Plasmas

Ecole Doctorale Physique et Sciences de la Matière

Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO

par Sophie Vergerio

Soutenue le 6 juillet 2007 devant la commission d'examen composée de :

Rapporteurs	G. EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes
	R. STARAJ	Professeur à l'Université de Nice Sophia-Antipolis
Examineurs	M. SYLVAIN	Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée
	C. DELAVEAUD	Ingénieur R&D au CEA-LETI
	J-P. ROSSI	Ingénieur R&D – HDR à France Télécom
	P. SABOUROUX	Maître de Conférences – HDR à l'Université de Provence

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, **Jean-Pierre Rossi**, qui m'a proposé ce sujet de recherche. Ses qualités humaines et scientifiques, son sens critique et ses commentaires enrichissants, la confiance qu'il m'a témoignée, m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je suis infiniment reconnaissante à **Pierre Sabouroux** d'avoir bien voulu co-diriger ma thèse après avoir guidé mes premières années d'études d'ingénieur. Toujours à l'écoute, disponible, stimulant, il m'a fait profiter de sa grande expérience et de ses connaissances dans le domaine des antennes à travers ses conseils et ses encouragements.

Je remercie tout particulièrement Messieurs **Ghaïs El Zein** de l'INSA de Rennes et **Robert Staraj** de l'Université de Nice Sophia-Antipolis qui ont accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Toute ma gratitude va également à Monsieur **Michel Sylvain** de l'Université de Marne la Vallée qui me fait l'honneur de présider le jury de cette thèse. Je remercie aussi Monsieur **Christophe Delaveaud** du CEA-LETI de Grenoble qui me fait l'honneur de participer à ce jury.

Je remercie vivement **Christian Sabatier** de France Télécom R&D La Turbie qui m'a fourni des antennes de station de base nécessaires au bon déroulement de ce travail, ainsi qu'**Aliou Diallo** du LEAT de Sophia-Antipolis et **Lionel Rudant** du CEA-LETI de Grenoble qui m'ont permis de travailler sur leurs antennes de téléphone mobile. Merci à **Jean-Marie Chaufray** de France Télécom R&D Issy-les-Moulineaux pour avoir répondu avec tant de précision et de gentillesse à mes questions.

Mes remerciements s'adressent aussi à l'ensemble du personnel du Fort France Telecom de La Turbie pour l'accueil chaleureux qui m'a été réservé.

Je tiens particulièrement à remercier **Frédéric Devillers** pour ses conseils techniques et sa disponibilité de tout instant. Merci d'avoir réalisé mes antennes et merci pour tous les petits services rendus.

Je remercie vivement **Jean-Louis Desvilles**, **Philippe Ratajczak** et **Patrice Brachat** pour leur aide à propos des antennes et leurs conseils avisés sur les différents logiciels. Merci à **Laurent Pommerol** pour avoir résolu tous mes problèmes informatiques.

Merci encore à **Roger Bourrillon**, aux stagiaires de passage, à **Moussa** et **Antoine** pour la bonne ambiance dans notre bureau. Bonne route à vous et bon courage pour la suite.

Pour terminer, je voudrais dire un grand merci à **mes parents** qui m'ont permis d'arriver jusque là, qui m'ont toujours soutenue dans mes choix et qui ont cru en moi. Merci aussi à **Thomas**.

Je remercie enfin **Florian** pour avoir tout simplement su m'attendre durant ces trois années.

Table des matières

Acronymes et abréviations.....	1
Notations mathématiques	5
Introduction.....	7
Chapitre 1 : Principe des systèmes MIMO	11
1 Systèmes MIMO et performances attendues.....	11
2 La propagation	12
2.1 Les modèles statistiques	12
2.2 Les modèles géométriques	13
2.3 Les modèles à rayons.....	14
2.4 Les modèles issus de campagnes de mesures	15
3 Antennes multi-capteurs	16
3.1 La diversité antenne.....	16
3.1.1 Diversité d'espace.....	17
3.1.2 Diversité de diagramme	18
3.1.3 Diversité de polarisation	18
3.2 Les techniques de miniaturisation	19
3.2.1 Contexte et considérations économiques	19
3.2.2 Modification du design	20
3.2.3 Utilisation de charges ou de courts-circuits	20
3.2.4 Substrats à haute permittivité	21
4 Quelques généralités sur le traitement du signal	22
4.1 Techniques de transmission	22
4.1.1 Génération des flux.....	23
4.1.2 Affectation des flux	23
4.2 Techniques de réception	24
4.2.1 Décodage des flux indépendants	24
4.2.2 Décodage des codes espace-temps	25

Chapitre 2 : Antennes multi-capteurs en téléphonie mobile.....27

1	Caractérisation des antennes.....	28
1.1	Les paramètres S	28
1.2	La directivité	29
1.3	La bande passante	30
1.4	Le coefficient de corrélation.....	30
2	Conception d'une antenne multi-capteurs pour terminal mobile	31
2.1	Introduction	31
2.2	Géométrie de l'antenne	33
2.2.1	Configuration parallèle	33
2.2.2	Configuration orthogonale	33
2.3	Réalisation des prototypes d'étude	35
2.3.1	Prototype 1 : à courts-circuits plans	35
2.3.2	Prototype 2 : à courts-circuits filaires, substrat fin	36
2.3.3	Prototype 3 : à courts-circuits filaires, substrat épais	39
2.4	Analyse des performances	40
2.4.1	Paramètres S	41
2.4.2	Diagramme de rayonnement	45
2.5	Conclusion	48
3	Caractéristiques des autres antennes utilisées	49
3.1	Antennes de téléphone mobile	49
3.1.1	Antenne du projet ERMITAGES	49
3.1.2	Collaboration France Telecom / LEAT	52
3.1.3	Collaboration France Telecom / CEA-LETI	55
3.1.4	Antenne du projet 4MORE	57
3.1.5	Antenne isotrope	60
3.1.6	Conclusion	60
3.2	Antennes de station de base	60
3.2.1	Antenne du projet PAESTUM	62
3.2.2	Antenne du projet SATURN	65
3.2.3	Antenne du projet 4MORE	68
3.2.4	Conclusion	70
4	Tableau récapitulatif	71

Chapitre 3 : Méthode d'évaluation de la capacité MIMO73

1	Modélisation numérique de la capacité MIMO	73
1.1	Introduction	73
1.2	Connaissance du canal à l'émetteur	75
1.2.1	Canal inconnu à l'émetteur	75
1.2.2	Canal connu	75
1.2.3	Canal partiellement connu	73
1.3	Matrice de transfert du canal	79
1.3.1	Définition	79
1.3.2	Normalisation	79

1.4 Capacités de référence	80
1.4.1 Capacité i.i.d. de Rayleigh	81
1.4.2 Capacité SISO	81
2 Le simulateur complet de capacité MIMO.....	81
2.1 Fichier E/S du simulateur	82
2.1.1 Fichiers entrée	82
2.1.2 Fichiers sortie	84
2.2 Le modèle de propagation GRIMM	84
2.2.1 Description	84
2.2.2 Statistiques	90
2.3 Les modèles MASCARAA.....	91
2.3.1 Les modèles géométriques reproductifs	92
2.3.2 Les modèles à rayons	92
2.3.3 Statistiques	93
2.4 Organigramme du simulateur de capacité	93

Chapitre 4 : Simulations de la capacité MIMO95

1 Influence du modèle de propagation	95
1.1 Modèle i.i.d. de Rayleigh.....	96
1.2 Modèles à rayons GRIMM	96
1.3 Modèles tirés de mesures	97
1.4 Conclusion	99
2 Influence des antennes	100
2.1 Antenne du mobile	100
2.1.1 Nombre d'antennes	100
2.1.2 Orientation.....	101
2.1.3 Directivité.....	103
2.1.4 Conclusion.....	105
2.2 Antenne de station de base.....	105
2.3 Conclusion	106
3 Influence des pertes des antennes	107
4 Evaluation de la capacité à une autre fréquence : 5 GHz.....	109
5 Problème du bruit	112
6 Conclusion	113

Conclusion et perspectives115

Annexe : Travaux complémentaires sur "L'influence de l'utilisateur" .119

Références.....	127
Publications	135

Liste des Figures

Figure 1 : Illustration d'un système MIMO à 3 émetteurs et 2 récepteurs.....	12
Figure 2 : Modèle géométrique : les diffuseurs modélisent les obstacles susceptibles de réfléchir l'onde transmise, les trajets sont représentés par un jeu de rayons	14
Figure 3 : a) Tracé de rayons, b) Lancer de rayons	15
Figure 4 : Exemple de diversité.....	17
Figure 5 : Types de diversité antennaire : a) diversité d'espace, b) diversité de diagramme, c) diversité de polarisation	17
Figure 6 : Exemples pratiques d'antennes à diversité : diversité d'espace (projet IST SATURN) à gauche et diversité de diagramme à droite	18
Figure 7 : Antennes fractales avec à gauche : comparaison entre un patch rectangulaire et un patch fractal, et à droite : prototype d'antenne MIMO avec deux éléments fractals [Gut04]	20
Figure 8 : Ligne de champ sur un patch suivant la permittivité du substrat	22
Figure 9 : Décomposition de l'émetteur	22
Figure 10 : Paramètres du patch	32
Figure 11 : Géométries possibles de l'antenne bi-patches parallèles. Pour minimiser le couplage, on choisit la configuration D.....	34
Figure 12 : Géométries possibles de l'antenne bi-patches orthogonaux. Pour minimiser le couplage et optimiser l'adaptation, on retient la configuration H.....	34
Figure 13 : Antenne de téléphone mobile à courts-circuits plans (prototype 1) pour applications UMTS (à gauche la configuration orthogonale, à droite la configuration parallèle).....	37
Figure 14 : Antenne de téléphone mobile à courts-circuits filaires et substrat fin (prototype 2) pour applications UMTS (à gauche la configuration orthogonale, à droite la configuration parallèle).....	39
Figure 15 : Variations des modules des paramètres S (S_{ii} coefficient de réflexion, S_{ij} coefficient de transmission) en fonction de l'épaisseur du substrat à 2 GHz	40
Figure 16 : Antenne de téléphone mobile à courts-circuits filaires et substrat épais (prototype 3) pour applications UMTS (à gauche la configuration orthogonale, à droite la configuration parallèle).....	40

Figure 17 : Paramètres S du prototype 1 de l'antenne en configuration parallèle.....	42
Figure 18 : Paramètres S du modèle 1 de l'antenne en configuration orthogonale.....	42
Figure 19 : Paramètres S du prototype 2 de l'antenne en configuration parallèle.....	43
Figure 20 : Paramètres S du prototype 2 de l'antenne en configuration orthogonale.....	43
Figure 21 : Paramètres S du prototype 3 de l'antenne en configuration parallèle.....	44
Figure 22 : Paramètres S du prototype 3 de l'antenne en configuration orthogonale.....	45
Figure 23 : Diagramme de rayonnement en projection polaire	46
Figure 24 : Diagramme de rayonnement du premier élément pour la configuration parallèle (projet ANTECH).....	47
Figure 25 : Diagramme de rayonnement du deuxième élément pour la configuration parallèle (projet ANTECH).....	47
Figure 26 : Diagramme de rayonnement du premier élément pour la configuration orthogonale (projet ANTECH).....	48
Figure 27 : Diagramme de rayonnement du deuxième élément pour la configuration orthogonale (projet ANTECH).....	48
Figure 28 : Antenne du projet ERMITAGES	50
Figure 29 : Diagramme de rayonnement du premier élément (projet ERMITAGES).....	51
Figure 30 : Diagramme de rayonnement du deuxième élément (projet ERMITAGES).....	51
Figure 31 : Antennes du LEAT à 2 (à gauche) ou 4 (à droite) éléments rayonnants.....	53
Figure 32 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 de la configuration à quatre éléments (LEAT)	54
Figure 33 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 de la configuration à quatre éléments (LEAT)	54
Figure 34 : Diagramme de rayonnement de l'élément 3 de la configuration à quatre éléments (LEAT)	54
Figure 35 : Diagramme de rayonnement de l'élément 4 de la configuration à quatre éléments (LEAT)	55
Figure 36 : Antennes de téléphonie mobile du CEA-LETI à deux éléments rayonnants.....	55
Figure 37 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 (CEA-LETI)	56
Figure 38 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 (CEA-LETI)	56
Figure 39 : Antennes 4MORE pour téléphone mobile à 5GHz (configuration parallèle à gauche, configuration orthogonale à droite).....	57

Figure 40 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 en configuration parallèle à 5 GHz (projet 4MORE)	58
Figure 41 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 en configuration parallèle à 5 GHz (projet 4MORE)	59
Figure 42 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 en configuration orthogonale à 5 GHz (projet 4MORE)	59
Figure 43 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 en configuration orthogonale à 5 GHz (projet 4MORE)	59
Figure 44 : Dipôle en T	61
Figure 45 : Antenne de station de base Paestum	62
Figure 46 : Diagramme de rayonnement de la rangée 0 (projet PAESTUM)	63
Figure 47 : Diagramme de rayonnement de la rangée 1 (projet PAESTUM)	64
Figure 48 : Diagramme de rayonnement de la rangée 2 (projet PAESTUM)	64
Figure 49 : Diagramme de rayonnement de la rangée 3 (projet PAESTUM)	64
Figure 50 : Diagramme de rayonnement de la rangée 4 (projet PAESTUM)	65
Figure 51 : Diagramme de rayonnement de la rangée 5 (projet PAESTUM)	65
Figure 52 : Antenne de station de base SATURN	66
Figure 53 : Diagramme de rayonnement de la rangée 1 (projet SATURN)	67
Figure 54 : Diagramme de rayonnement de la rangée 2 (projet SATURN)	67
Figure 55 : Diagramme de rayonnement de la rangée 3 (projet SATURN)	67
Figure 56 : Diagramme de rayonnement de la rangée 4 (projet SATURN)	68
Figure 57 : Antenne 4more pour l'extérieur en test dans la chambre anéchoïque à La Turbie (France Télécom)	68
Figure 58 : Diagramme de rayonnement de la rangée 1 (projet 4MORE)	69
Figure 59 : Diagramme de rayonnement de la rangée 2 (projet 4MORE)	69
Figure 60 : Illustration de la technique du Waterfilling	77
Figure 61 : Capacité moyenne en fonction du degré de connaissance du canal à l'émetteur pour un système 4x4 : connaissance totale (Cas 1), partielle (Cas 2) ou nulle (Cas 3) [Med02]	78
Figure 62 : Format du fichier "Modèle"	83
Figure 63 : Format du fichier "Antenne"	83
Figure 64 : Tracé des rayons dans une petite zone de 500x700 m ² (à gauche), Cartographie avec le logiciel GRIMM sur une zone 5 km ² (à droite)	85
Figure 65 : Probabilités cumulées de l'atténuation et de l'étalement des retards	86

Figure 66 : Optimisation du nombre de réflexions par diffraction verticale (RDV) en fonction de la convergence des rayons pour $MPE = 1e-12$ et $MPR = 1e-21$	88
Figure 67 : Optimisation du nombre maximum de réflexions (RM) en fonction de la convergence des rayons et du temps de calcul pour $MPE = 1e-12$, $MPR = 1e-21$, $RDV = 6$ et $DVM = 1$	88
Figure 68 : Nombre moyen de rayons conservés sur les 58 positions globales en fonction de la dynamique choisie	89
Figure 69 : Statistique globale autour de la station de base et statistique locale autour du mobile	91
Figure 70 : Déphasage des rayons induit par le déplacement latéral du mobile	91
Figure 71 : Déphasage à la station de base pour les modèles MASCARAA pour introduire la diversité au niveau des postions globales du mobile.....	93
Figure 72 : Diagramme fonctionnel du simulateur de capacité	94
Figure 73 : Capacité cumulée pour un canal utilisant le modèle i.i.d. de Rayleigh pour $SNR=10$ dB	96
Figure 74 : Capacité cumulée pour un canal utilisant le GRIMM pour $SNR=10$ Db	97
Figure 75 : Carte des rayons (GRIMM) pour deux positions caractéristiques du mobile : à gauche, le mobile est placé dans une rue (effet "Street canyon"), à droite, le mobile est placé dans un parc	97
Figure 76 : Capacité cumulée pour un canal utilisant les modèles MASCARAA issus des mesures (Glob, Litr et Ponc) pour $SNR=10$ dB	98
Figure 77 : Capacité moyenne en fonction du SNR – Comparaison entre les modèles MASCARAA issus de mesures (Glob, Litr et Ponc) et le modèle GRIMM.....	98
Figure 78 : Capacité cumulée pour un canal utilisant les modèles Mascaraa géométriques reproductifs (Urban_high_spatial_select, Urban_high_temporal_select et Urban_median) pour $SNR=10$ dB	99
Figure 79 : Capacité cumulée en fonction du nombre de récepteurs (LEAT) en environnement cellulaire urbain (GRIMM) pour $SNR=10$ dB	101
Figure 80 : Capacité cumulée en fonction de l'orientation du mobile selon l'axe (Ox) en environnement cellulaire urbain (GRIMM). Ceci correspond à l'inclinaison du mobile d'un utilisateur téléphonant mobile à la main contre l'oreille pour $SNR=10$ dB.....	102
Figure 81 : Capacité cumulée en fonction de l'orientation du mobile selon l'axe (Oy) en environnement cellulaire urbain (GRIMM) pour $SNR=10$ dB	103

Figure 82 : Capacité cumulée pour différents types d'antennes de mobile en environnement cellulaire urbain (GRIMM) pour une antenne de station de base polarisée verticalement.....	104
Figure 83 : Capacité cumulée en fonction du nombre d'émetteur Paestum et de la distance entre éléments en environnement cellulaire urbain (GRIMM).....	106
Figure 84 : Capacité cumulée en fonction du nombre d'émetteur Saturn en environnement cellulaire urbain (GRIMM)	106
Figure 85 : Adaptation S11, isolation S12 et corrélation r12 des diagrammes à 2GHz et en fonction de la distance (d) inter-éléments	108
Figure 86 : Capacité moyenne des systèmes 2x2 avec et sans perte pour un SNR = 10 dB en fonction de la distance inter-éléments.....	109
Figure 87 : Capacité moyenne en fonction du SNR en environnement extérieur à 5 GHz pour différents systèmes d'antennes et différentes situations de propagation.....	111
Figure 88 : Capacité moyenne en fonction du SNR en environnement intérieur à 5 GHz pour différents systèmes d'antennes et différentes situations de propagation.....	111
Figure 89 : Capacité cumulée pour SNR=10dB en environnement cellulaire urbain. Le bruit dépend (loc) ou non (glob) de la position de l'antenne	112
Figure 90 : Modélisation de la tête et de la main [Oga01].....	122
Figure 91 : chemin en intérieur.....	123
Figure 92 : Chemin en extérieur, a) Route 1 en vue directe, b) Route 2 en vue partielle.....	123
Figure 93 : Capacité pour les antennes de téléphonie mobile pour différents angles d'azimut (a) sans ou (b) avec considération des effets de la tête de l'utilisateur en environnement intérieur	125
Figure 94 : Capacité instantanée pour deux orientations d'antennes (0° et 180°) pour les antennes 4G_head en environnement extérieur PLOS.....	125
Figure 95 : Capacité pour les antennes de téléphonie mobile pour différents angles d'azimut avec (b) ou sans (a) considération des effets de la tête de l'utilisateur en environnement extérieur PLOS.....	126
Figure 96 : Capacité pour les antennes de téléphonie mobile pour différents angles d'azimut avec (b) ou sans (a) considération des effets de la tête de l'utilisateur en environnement extérieur FLOS.....	126

Liste des Tableaux

Tableau 1 : Cahier des charges des antennes (projet ANTECH)	32
Tableau 2 : Le coefficient S_{21} pour chacune des 6 configurations possibles (avec $d=19\text{mm}$) sous HFSS	34
Tableau 3 : Le coefficient S_{21} pour chacune des 8 configurations possibles (avec $d=1,5\text{mm}$) sous HFSS	35
Tableau 4 : Paramètres des éléments rayonnants parallèles à court-circuit plan	36
Tableau 5 : Paramètres des éléments rayonnants perpendiculaires à court-circuit plan.....	37
Tableau 6 : Paramètres des éléments rayonnants parallèles imprimés (prototype 2) sur substrat d'épaisseur $0,127\text{ mm}$	38
Tableau 7 : Paramètres des éléments rayonnants perpendiculaires imprimés (prototype 2) sur substrat d'épaisseur $0,127\text{ mm}$	38
Tableau 8 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des antennes de station mobile et de station de base étudiées à 2 GHz	71
Tableau 9 : Paramètres du logiciel GRIMM pour le calcul des rayons	86
Tableau 10 : Nombre total de rayons et optimisation des paramètres de puissance (MPE et MPR) en fonction de la convergence des rayons pour différentes valeurs de RM.....	87
Tableau 11 : Valeurs ajustées des paramètres de calcul des rayons du logiciel GRIMM	89
Tableau 12 : Directivité maximale selon la position du mobile par rapport à l'axe (Oy)	103

Acronymes et abréviations

ACE	Antenna Center of Excellence
ADS	Ansoft Designer System
BLAST	Bell labs Layered Space Time
B3G	Beyond 3 rd Generation
CEA	Commissariat à l'Energie Atomique
CTTC	Centro Tecnologic de Telecomunicaciones de Catalunya
DCS	Digital Cellular System
DOA	Direction Of Arrival
DOD	Direction Of Departure
ERMITAGES	Emetteur Récepteur Multi-capteurs pour Transmission A Grande Efficacité Spectrale
ESPRIT	Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques
FLOS	Fully Line Of Sight
GRIMM	Geometrical Ray Implementation for Mobile propagation Modelling
GSM	Global System for Mobile
H-BLAST	Horizontal-Bell labs Layered Space Time
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HUT	Helsinki University of Technology
IGN	Institut Géographique National
I.I.D.	Identically and Independently Distributed
INSA	Institut National des Sciences Appliquées
ISM	bande Industrielle, Scientifique et Médicale
IST	Information Society Technologies
LAO TSEU	Lien rAdiO TDS CDMA à Emission réception mUlti-capteurs
LEAT	Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications

LETI	Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information
LOS	Line Of Sight
MAP	Maximum A Posteriori
MASCARAA	Méthode Avancée de Simulation du CANal Radio avec Antennes Adaptatives
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MLSE	Maximum Likelihood Sequency Estimation
MMSE	Minimum Mean Square Error
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSLT	Open-Short-Load-True
PAESTUM	Projet d'antennes Adaptatives avec ESsais Terrain pour UMTS
PCB	Printed Circuit Board
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PLOS	Partially Line Of Sight
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency for IDentification
RNRT	Réseau National de Recherche en Télécommunications
SAGE	Space-Alternating Generalised maximisation and Expectation
SAM	Specific Anthropomorphic Mannequin
SAR	Specific Absorption Rate
SATURN	Smart Antenna Technology in Universal bRoadband wireless Network
SCM	Spatial Channel Model
SDMA	Spatial Division Multiple Access
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SR3D	Systèmes Rayonnants à 3 Dimensions
ST-BICM	Space-Time Bit Interleaved Coded Modulation
TAMARIS	Télécommunications Avancées Multi-Accès pour Réseau à Intégration de Services
TDD	Time Division Duplexing
TOS	Taux d'Ondes Stationnaires

UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero-Forcing
2D	2 Dimensions
2G	2 nd Generation
3D	3 Dimensions
3G	3 rd Generation
3GPP	3 rd Generation Partnership Project
4G	4 rd Generation
4MORE	4G MC-CDMA Multiple antenna system On chip for Radio Enhancements

Notations mathématiques

x	variable scalaire
\vec{x}, \vec{X}	vecteur
\mathbf{X}	matrice
$(.)^H$	hermitien i.e. transposé conjugué
\mathbf{I}	matrice identité
Tr	trace
det	déterminant
$*$	produit scalaire
\wedge	produit vectoriel
$ $	module
$Normal(\mu, \sigma)$	loi normale de moyenne μ et d'écart-type σ

Introduction

Depuis le lancement du GSM en France dans les années 1990, les services proposés par la téléphonie mobile n'ont cessé d'augmenter. Aujourd'hui un téléphone portable permet de prendre des photos, d'envoyer des mails et de naviguer sur le net. Cette évolution des services nécessite une augmentation considérable des débits utiles. Avec la 2G, 14,4 kbps sont suffisants pour acheminer les communications vocales dans le réseau GSM. Pour la téléphonie de troisième génération (3G), les débits théoriques sont de 384 kbps pour les systèmes UMTS et 2 Mbps pour les systèmes utilisant la technique HSDPA. Pour la 4G, on annonce des débits de plus de 300 Mbps. Les systèmes Wi-Fi connaissent une évolution analogue avec la généralisation de la norme 802.11 qui offre un débit théorique de 54 Mbps pour la norme 802.11g contre seulement 11 Mbps pour la norme 802.11b. La norme 802.11n prévoit d'ici un an des débits dix fois plus élevés.

Toutefois, l'augmentation des débits ainsi que celle des portées se heurte aux problèmes de propagation liés à l'environnement, aux phénomènes d'échos, d'absorption et d'atténuation suivant les obstacles rencontrés (bâtiments, végétation, ...) et les distances parcourues. Dans les environnements riches en diffuseurs (bâtiments, mobilier), l'onde radio est réfléchi, diffractée et diffusée. Ces phénomènes provoquent des retards et une rotation de phase de l'onde électromagnétique. Dans de tels environnements dits multi-trajets, on observe un évanouissement et une dispersion du signal reçu, ainsi que des interférences dues entre autre à l'environnement multi-utilisateurs. La réponse technologique aux débits sans cesse croissants n'est pas simple car les largeurs de bande autorisées et la puissance d'émission sont limitées par la réglementation des télécommunications.

Au milieu des années 90, les laboratoires Bell Labs ont proposé une solution : la technique "MIMO" (*Multiple Input Multiple Output*). Il s'agit d'utiliser un réseau d'antennes à l'émission et à la réception en exploitant leur diversité¹ et de tirer parti de la propagation multi-trajets pour augmenter la capacité² de transmission du canal. Cette technique se révèle très prometteuse pour exploiter au maximum l'environnement et augmenter le débit du réseau. En effet, l'utilisation

¹ Diversité d'espace, de diagramme ou de polarisation (cf. Chapitre 2)

² Taux maximum de transfert de l'information sans erreur (cf. Chapitre 3)

d'un réseau d'antennes en émission et en réception permet théoriquement une augmentation des débits linéaire en fonction du nombre minimum d'antennes à l'émission et à la réception. Autrement dit, un système à double antenne en émission et en réception multiplie théoriquement le débit par deux par rapport à un système mono-antenne [Fos98]. Les systèmes MIMO tirent parti de la diversité spatiale du canal de transmission en scindant le signal à transmettre en plusieurs signaux qui seront émis selon un algorithme convenu par plusieurs éléments émetteurs et reçus par plusieurs éléments récepteurs. Cette technique est connue du grand public à travers les réseaux WLAN avec certaines bornes Wi-Fi fonctionnant en 802.11g sur lesquelles on note la présence de deux ou trois antennes.

Dans le domaine de la téléphonie mobile, les systèmes MIMO n'en sont qu'au stade de l'étude. Une des principales difficultés rencontrées réside dans l'implantation de plusieurs antennes au terminal tout en conservant de bonnes performances. En outre, les nouveaux systèmes de télécommunications avec les mobiles sont demandeurs d'antennes miniatures multi-bandes compatibles avec les différents standards actuels. Or, la miniaturisation des éléments rayonnants engendre une diminution importante de la bande passante. La réduction de taille ne se limite pas à l'élément rayonnant car le plan de masse doit aussi être compatible avec la dimension du mobile. Le développement d'antennes à diversité pour terminaux portatifs représente donc un défi important qui nécessite d'étudier et de résoudre les problèmes liés à la combinaison de structures rayonnantes.

L'étude des systèmes MIMO passe également par une évaluation de leurs performances. Or, celles-ci ne se réduisent pas au simple calcul d'un TOS ou d'une bande passante mais doivent englober des propriétés de diversité qui dépendent non seulement des propriétés de l'antenne mais aussi des caractéristiques du milieu de propagation. Il est donc nécessaire de disposer de modèles environnementaux très précis pour représenter de la manière la plus réaliste possible la propagation multi-trajets.

Cette thèse a pour but d'évaluer les caractéristiques optimales des antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO. Dans un premier temps, nous avons conçu et développé des antennes multi-capteurs à diversité pour des téléphones mobiles. Puis nous avons réalisé un outil d'évaluation de la capacité MIMO tenant compte à la fois des caractéristiques du canal de propagation et des antennes. Enfin, nous avons étudié l'influence des modèles et des paramètres antennaires sur les performances des systèmes multi-capteurs.

Le premier chapitre de ce travail présente le principe des systèmes MIMO dans lesquels on peut distinguer trois principales composantes : le traitement du signal avec les diverses techniques de gestion des flux de données en émission et en réception, les antennes multi-capteurs avec la diversité et les techniques de miniaturisation, et la propagation avec une modélisation précise ou des mesures des caractéristiques du canal.

Le deuxième chapitre concerne les antennes multi-capteurs. Une première partie présente les paramètres importants pour l'évaluation des performances de ces antennes. Une deuxième partie présente les différentes étapes de conception et analyse les performances de l'antenne multi-capteurs pour téléphone portable réalisée en implantant deux éléments rayonnants de type PIFA à diversité de diagramme sur un plan de masse de petite taille. Cette antenne, de par ses caractéristiques, est compatible avec les applications MIMO. Enfin, la troisième partie décrit les caractéristiques des antennes de station de base et de mobile issues de différents travaux (projets européens et collaborations externes) utilisées pour évaluer la capacité MIMO.

Le troisième chapitre présente la méthode d'évaluation de la capacité MIMO. La capacité peut être évaluée de différentes façons selon la connaissance du canal à l'émetteur, la normalisation de la matrice de transfert du canal ou encore la définition du bruit. Nous proposons dans une première partie de définir la capacité. La deuxième partie est consacrée à la structure du simulateur que nous avons réalisé. France Télécom dispose de divers modèles de propagation performants et adaptés aux systèmes multi-capteurs. Nous avons donc créé des outils d'évaluation de la capacité MIMO à partir de ces modèles.

Notre simulateur de capacité nous a permis de mettre en évidence l'influence des paramètres antennaires sur les performances des systèmes MIMO. Les résultats des simulations sont présentés dans le quatrième chapitre. Une première étude concerne les modèles de propagation utilisés. La deuxième étude porte sur l'influence des paramètres antennaires (nombre, orientation, diversité, pertes) au mobile et à la station de base. Enfin, nous proposons une troisième étude à une fréquence plus élevée (5 GHz) pour des applications Hiperlan.

Cette thèse a permis de mettre en évidence les propriétés importantes des systèmes multi-antennes du mobile et de la station de base pour l'évaluation de la capacité MIMO. Grâce au simulateur de capacité que nous avons conçu, il est désormais possible d'évaluer de façon précise

et rapide la capacité MIMO de n'importe quel système d'antennes dans n'importe quel type d'environnement. France Télécom va pouvoir maintenant tester les systèmes 4G et en parallèle du travail fourni par les équipes de traitement du signal, les mettre au point et les déployer sur le territoire français.

Chapitre 1 Principe des systèmes MIMO

1 Systèmes MIMO et performances attendues	11
2 La propagation	12
2.1 Les modèles statistiques	12
2.2 Les modèles géométriques	13
2.3 Les modèles à rayons	14
2.4 Les modèles issus de campagnes de mesures	15
3 Antennes multi-capteurs	16
3.1 La diversité antenneaire	16
3.2 Les techniques de miniaturisation	19
4 Quelques généralités sur le traitement du signal	22
4.1 Techniques de transmission	22
4.2 Techniques de réception	24

1 Systèmes MIMO et performances attendues

Les systèmes MIMO, constitués d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception (Figure 1), tirent parti de la multiplicité des trajets de propagation hertzienne et de la diversité pour augmenter la capacité de transmission du canal. La transformation qui affecte les signaux pendant la traversée du canal, représentée en bande étroite par une matrice complexe, possède des modes propres. Emettre selon ces modes propres permet de faire ressortir des canaux virtuellement indépendants qui constituent autant de liens par lesquels on peut transmettre l'information. La capacité du canal est donc la somme des capacités obtenues sur chacun de ces canaux virtuels. Nous pouvons décomposer la problématique des systèmes MIMO en trois domaines dépendants les uns des autres : l'environnement de propagation, les antennes multi-capteurs et le traitement du signal³.

³S. Vergerio, P. Sabouroux, J-P. Rossi, "Principe et performances des systèmes MIMO en radiocommunications mobiles", Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE), N°3, mars 2007.

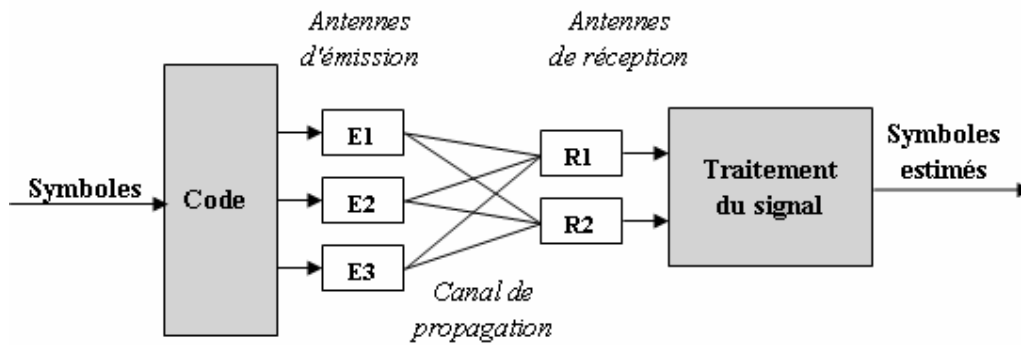


Figure 1 : Illustration d'un système MIMO à 3 émetteurs et 2 récepteurs

2 La propagation

Les ondes radio subissent de multiples changements au cours de la traversée du canal de propagation, plus ou moins nombreux selon le type d'environnement (urbain, suburbain, rural, intérieur) : des réflexions, des diffusions, des diffractions, des guidages dans les rues encaissées, des retards et des atténuations dus à la distance parcourue, l'absorption par des obstacles, l'effet Doppler dû à la vitesse de déplacement du récepteur et des obstacles, les interférences et de multiples déphasages. Tous ces phénomènes vont affecter le signal radio transmis. Il est donc important de modéliser précisément l'environnement de propagation pour estimer le canal de transmission.

Il existe quatre grandes familles de modèles de propagation MIMO : les modèles statistiques, les modèles géométriques, les modèles à rayons et les modèles issus de campagnes de mesures.

2.1 Les modèles statistiques

Les modèles statistiques considèrent le canal de propagation comme un processus aléatoire caractérisé par un ensemble de lois statistiques. Les deux principaux modèles sont le modèle de Rayleigh et le modèle de Kronecker.

Le modèle i.i.d. (*Identically and Independently Distributed*) de Rayleigh suppose que les coefficients d'atténuation entre les émetteurs et les récepteurs sont indépendants et identiquement distribués. Ils suivent une loi de Rayleigh. Autrement dit, les signaux reçus sont décorrélés. Sous ces hypothèses, la capacité augmente linéairement en fonction du nombre

minimum d'antennes d'émission et de réception pour un grand nombre d'antennes [Fos98]. On considérera le cas i.i.d. de Rayleigh comme le cas idéal.

Le modèle statistique le plus utilisé est le modèle de Kronecker [Ker02, Ped00]. Il introduit pour chaque trajet une matrice de corrélation contenant le coefficient de corrélation entre chaque branche SISO du canal MIMO. Les propriétés des paramètres spatiaux (notamment les DOD et DOA) à chaque extrémité du lien radio sont indépendantes. On n'a donc pas de corrélation directe entre un angle à l'émission et un angle à la réception. Ce modèle a tendance à sous-estimer la capacité du canal principalement en environnement intérieur et pour des antennes avec une large ouverture [Ozce03, Oes06].

Parmi les modèles statistiques développés récemment, on trouve le modèle SCM du 3GPP [3GPP] pour des environnements urbains micro et macro-cellulaires et suburbains. Ce modèle fournit de façon statistique des paramètres nécessaires à la description du canal MIMO comme la phase, les retards, les DOD, les DOA de chaque chemin. De plus, il tient compte de l'espace entre les éléments du réseau à l'émetteur et au récepteur, ce qui rend possible l'étude du couplage mutuel. Une étude [Pan07] a montré que les résultats de capacité obtenus avec le modèle SMC sont 30% plus faibles que ceux issus des mesures.

Les modèles statistiques ne sont pas assez précis pour l'évaluation de la capacité. Celle-ci a tendance à être surestimée ou sous-estimée par rapport aux données mesurées. D'autres modèles (géométrique ou à rayons) plus précis ont été développés pour calculer les grandeurs physiques du canal de propagation.

2.2 Les modèles géométriques

Les modèles géométriques (Figure 2) [Ges02, Zwi02, Pol01, Kur02] sont basés sur une représentation spatiale des diffuseurs (ou clusters) qui représentent des obstacles susceptibles de réfléchir ou de diffuser l'onde émise. Les diffuseurs sont placés de façon statistique en vue de représenter un type d'environnement précis et de façon à reproduire les caractéristiques spatio-temporelles du fichier de mesure. Ils peuvent être situés autour du mobile ou de la station de base ou dans des zones éloignées. Ces modèles rendent compte de la sélectivité spatiale et fréquentielle du canal sans nécessiter de base de données géographiques.

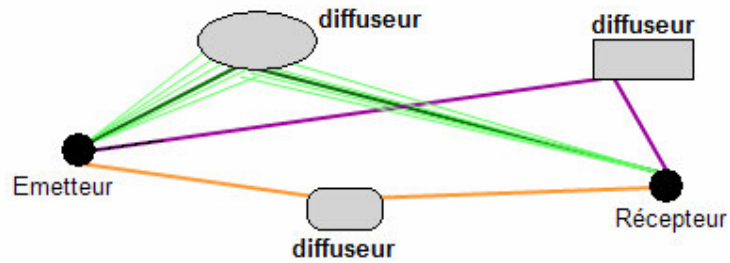


Figure 2 : Modèle géométrique : les diffuseurs modélisent les obstacles susceptibles de réfléchir l'onde transmise, les trajets sont représentés par un jeu de rayons

2.3 Les modèles à rayons

Les modèles à rayons [Ina02,Cic96, Age00] représentent le canal de propagation par un ensemble de rayons dont les caractéristiques sont le retard, les directions de départ et d'arrivée et le gain en fonction de la polarisation émise et reçue. La modélisation des obstacles est réalisée à l'aide d'une base de données géographiques où sont stockées les informations sur l'architecture intérieure et extérieure des bâtiments.

Ces modèles présentent de nombreux avantages. Ils sont adaptés à tous les types d'environnement (micro-cellulaire, macro-cellulaire, rural, industriel). Au niveau des configurations, ils présentent une vraie diversité (carrefour, parcs, longueurs des rues) et une vraie corrélation entre les paramètres. De plus, la modélisation est indépendante des antennes utilisées [Ste01]. Ils ont l'avantage de fournir toutes les caractéristiques des rayons. Néanmoins, ils sont très coûteux en temps de calcul et sont limités par la précision des bases de données.

La modélisation du canal par un ensemble de rayons se fait selon la méthode du tracé et/ou du lancer de rayons.

Avec la méthode du tracé de rayons (Figure 3a), la puissance reçue sur chaque point de réception R est calculée indépendamment des autres points de réception. On détermine les images (T' et T'') de l'émetteur (T) pour calculer les rayons réfléchis. Le temps de calcul est très long car chaque point récepteur est calculé individuellement. Mais la précision est très élevée car chaque trajet est calculé de manière exacte.

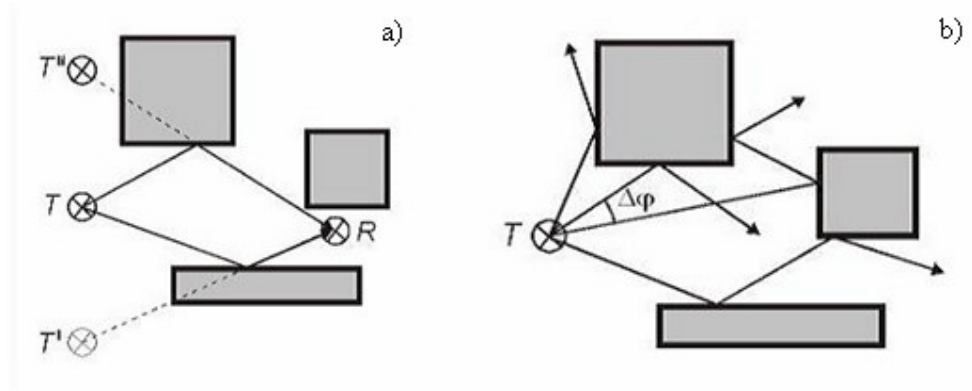


Figure 3 : a) Tracé de rayons, b) Lancer de rayons

Dans la méthode du lancer de rayon (Figure 3b), on incrémente pas à pas l'angle d'émission. Après le lancer, la propagation de chaque rayon atteignant un point récepteur est calculée individuellement. Après une diffraction, les rayons sont relancés dans le cône de diffraction à partir du point d'impact.

Ces deux méthodes de calculs sont stoppées lorsqu'on atteint un certain nombre d'interactions, lorsque l'amplitude du rayon passe sous un seuil minimum ou si on sort de la boîte limite. La puissance reçue sur chaque point dépend de la contribution de chaque rayon. Le nombre d'interactions augmente la précision mais aussi le temps de calcul qui reste cependant, pour le calcul de couverture, moins important que pour le tracé. Enfin, le nombre de nouveaux rayons à chaque diffraction est important.

Le modèle à rayons GRIMM développé par France Telecom R&D depuis 1992 est particulièrement intéressant car il conjugue efficacement les méthodes de lancer et de tracé des rayons et permet le calcul des rayons en 3D en un faible temps. Il est décrit dans le Chapitre 3 de ce manuscrit.

2.4 Les modèles issus de campagnes de mesures

L'évaluation des performances MIMO peut se faire également grâce à des mesures sur le terrain. De nombreuses campagnes ont été menées en environnement intérieur [Her02, Jun02, Lee01, Ozc03] et extérieur [Ske04, Sul03]. Ces campagnes de mesures fournissent des données très précises mais ne sont valables que pour le type d'antennes utilisées lors de l'expérimentation. Par ailleurs, elles nécessitent un équipement complexe. En effet, la réponse impulsionnelle est

déterminée grâce à un sondeur de canal [Cos04] qui génère un signal périodique de référence constitué d'une répétition d'impulsions. Le sondeur permet une caractérisation temporelle et spatiale du canal. L'extraction des paramètres multidimensionnels de la propagation radio-électrique se fait grâce à des échantillonneurs d'espace et de position. De nombreux algorithmes à haute résolution ont été développés pour combler la faiblesse de résolution des méthodes classiques. On peut citer parmi ces méthodes à haute résolution les algorithmes MUSIC [Sch86, Roy86], ESPRIT [Pau86, Roy86] ou encore SAGE [Fle99, Ver01].

Les campagnes de mesures permettent également d'établir des modèles [Vuo05, Con04].

3 Antennes multi-capteurs

3.1 La diversité antennaire

La propagation par trajets multiples entre la station de base et le mobile crée des affaiblissements aléatoires sur le signal reçu. Ces affaiblissements dégradent la qualité des communications et, dans un système à contrôle de puissance tel que l'UMTS, conduisent la station de base à émettre de la puissance supplémentaire afin de les compenser. Ceci se fait au détriment des autres utilisateurs car la puissance totale de la station de base est limitée et la puissance émise crée de l'interférence intra et inter-cellulaire supplémentaire, ce qui va diminuer la capacité globale du système. La réception multi-capteurs au terminal permet de diminuer la puissance d'émission de la station de base. L'intérêt des multi-capteurs peut être observé par exemple lorsque les signaux reçus par les antennes sont décorrélés. On observe alors une diminution des occurrences de réception en dessous du seuil de puissance de réception. En prenant simplement le signal sur l'antenne qui reçoit le plus de puissance, le temps d'indisponibilité du canal peut être réduit de manière importante (Figure 4). On obtient une bonne décorrélation des signaux reçus si les différents trajets sont reçus sur les différents capteurs avec des phases et/ou des amplitudes différentes [Vau03]. Pour obtenir des trajets décorrélés, on utilise la diversité des antennes.

On classe généralement la diversité antennaire en trois types (Figure 5 et Figure 6) : la **diversité d'espace** qui génère un déphasage des trajets de propagation grâce à la distance entre capteurs, la **diversité de diagramme** pour laquelle les lobes de rayonnement des antennes sont différents et la **diversité de polarisation** qui consiste à émettre sur chaque antenne selon des polarisations distinctes. En général, les antennes combinent ces trois types de diversité [Ber02].

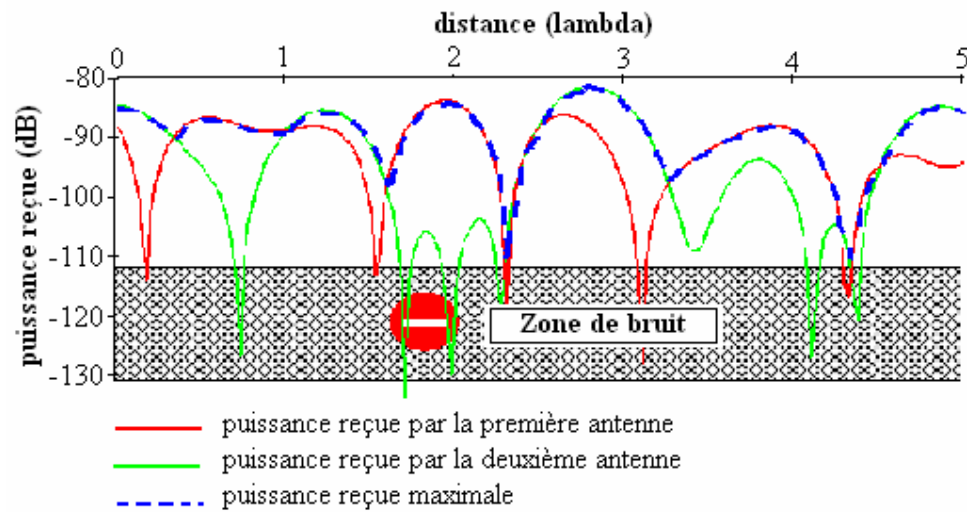


Figure 4 : Exemple de diversité

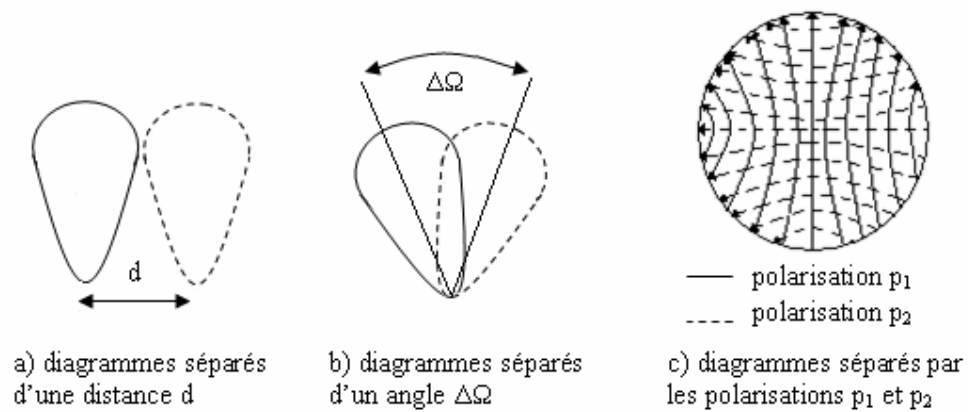


Figure 5 : Types de diversité antenne : a) diversité d'espace, b) diversité de diagramme, c) diversité de polarisation

3.1.1 Diversité d'espace

La diversité d'espace consiste à émettre ou à recevoir l'information sur plusieurs antennes séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence d du signal reçu. La distance de cohérence correspond à la séparation minimale entre antennes garantissant des évanouissements du signal reçu indépendants, et dépend donc de l'étalement des angles de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets et du gain d'antenne. Ce type de diversité reste cependant peu utilisable au mobile en raison de l'espace réduit dédié aux antennes.

3.1.2 Diversité de diagramme

La diversité de diagramme consiste à utiliser des antennes ayant des directions de rayonnement différentes. Au niveau du mobile, elle peut être provoquée par la proximité des antennes. En effet, lorsque les antennes sont proches, le couplage inter-éléments engendre une déformation des diagrammes de rayonnement. Ces derniers peuvent alors être exploités pour obtenir de la diversité avec un encombrement minimum. Il faut cependant être prudent car les couplages inter-éléments peuvent entraîner une perte de puissance. De plus, en cas de faibles écarts angulaires de propagation, il n'y a pas ou peu de diversité du signal reçu.

3.1.3 Diversité de polarisation

On parle de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur les ondes polarisées orthogonalement. Il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes. On peut obtenir de la diversité de polarisation avec des éléments co-localisés tout en conservant une excellente isolation [Rud06]. En plus de l'économie de place, on obtient généralement une bonne décorrélation entre les signaux reçus [Wal03] car les caractéristiques de propagation sur les différentes polarisations sont souvent considérées comme indépendantes. Toutefois, le gain de diversité peut être amoindri à cause de la disparité sur les puissances reçues [Tur95, Dun07].

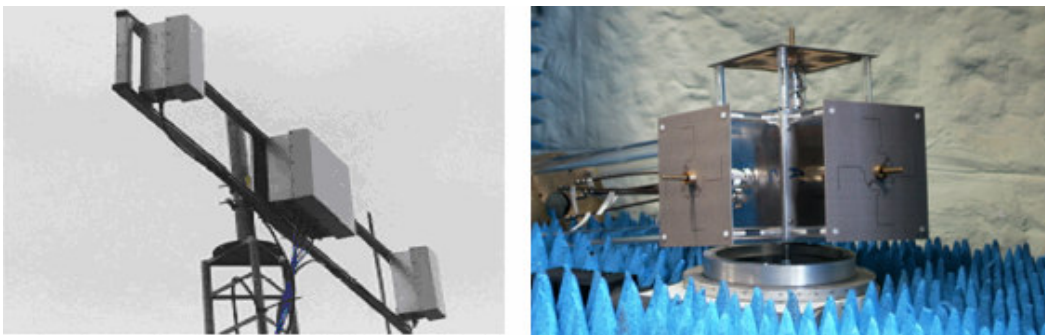


Figure 6 : Exemples pratiques d'antennes à diversité : diversité d'espace (projet IST SATURN) à gauche et diversité de diagramme à droite

3.2 Les techniques de miniaturisation

Les antennes miniatures sont définies comme des antennes ayant des dimensions typiquement inférieures à $\lambda/4$ (c'est-à-dire à 3,5 cm pour l'UMTS). La réduction des dimensions entraîne des difficultés au niveau de l'adaptation ainsi qu'une diminution importante de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement. Les techniques utilisées pour diminuer l'encombrement des antennes imprimées sont basées sur la perturbation des courants des éléments rayonnants. Le principe repose sur l'allongement des longueurs électriques [Cia04].

Après avoir présenté le contexte et les considérations économiques des constructeurs de terminaux mobiles, nous présenterons les différentes techniques de miniaturisation : modification du design, utilisation de charges ou de courts-circuits et de substrat à haute permittivité.

3.2.1 Contexte et considérations économiques

La quantité toujours croissante des services offerts par la téléphonie mobile implique des exigences de plus en plus lourdes au niveau de l'antenne : de plus en plus de fonctionnalités (multi-bandes, multimedia), des exigences au niveau du design (taille, poids), au niveau de la production et du marketing (terminaux et matériaux faible coût), et enfin au niveau technique (facilité de fabrication et d'intégration). Il existe deux sortes d'antennes pour les téléphones mobiles : les antennes externes (filaires ou hélicoïdales) et les antennes internes (planes ou en céramique).

Les antennes externes peuvent être des monopoles large bande au diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Ce sont des antennes de grande taille et fragiles. Les constructeurs leur préfèrent les antennes hélicoïdales plus petites et plus robustes, multi-bandes de surcroît. Les antennes hélicoïdales sont les antennes externes les plus utilisées. Comparées aux antennes intégrées, les antennes externes sont moins sensibles aux interactions avec les autres composants et moins exposées aux effets de masquage par la main de l'utilisateur. Elles sont moins chères à fabriquer et le volume disponible pour leur implantation est plus gros. Néanmoins, malgré ces avantages, les antennes externes sont progressivement abandonnées au profit des antennes intégrées, plus esthétiques.

Actuellement, ce sont les antennes patches que l'on trouve principalement dans les téléphones portables. Ces antennes sont très appréciées des fabricants en raison de leurs bonnes propriétés

électriques, de leur efficacité élevée, de leur faible coût, et de leur facilité de fabrication et d'intégration.

Les antennes miniatures intéressent également d'autres secteurs que la téléphonie mobile comme la RFID ou le secteur médical. Le but reste le même : réduire la taille en conservant de bonnes caractéristiques.

3.2.2 Modification du design

Une façon de réduire la taille des antennes consiste à modifier la forme de l'élément en introduisant des fentes ou en modifiant le contour d'un patch rectangulaire. Les fentes [Cia04, Won03, Ras91] et les méandres latéraux [Kan02] forcent le courant à les contourner et donc augmentent la longueur électrique sans modification des dimensions globales de l'antenne. Cependant, ils provoquent une diminution de la largeur de bande et de l'efficacité rayonnée. Les méandres verticaux [Luk98] et le repliement de la structure rayonnée sur elle-même [Li05] permettent également d'allonger les longueurs électriques mais au détriment de la hauteur de l'antenne. Cette technique est simple à utiliser et la puissance de réduction de taille va de 20 à 50%.

Les antennes fractales [Gia02, Gut04] (Figure 7) tirent leur design particulier d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives (Koch, Hilbert, Minkowski ou Sierpinski). Elles autorisent des réductions de taille de 20 à 40% et sont idéales pour les applications multi-bandes. Cependant, elles diminuent sensiblement la bande passante.

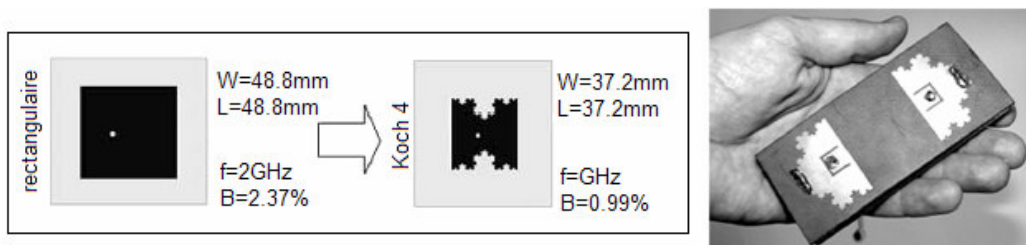


Figure 7 : Antennes fractales avec à gauche : comparaison entre un patch rectangulaire et un patch fractal, et à droite : prototype d'antenne MIMO avec deux éléments fractals [Gut04]

3.2.3 Utilisation de charges ou de courts-circuits

Le principe de la technique des charges consiste à compenser l'impédance d'entrée par des charges. Les charges capacitatives ou inductives entraînent des réductions de taille de plus de 50%.

Cependant, avec cette technique, l'adaptation est délicate et on observe une réduction de la bande passante ainsi qu'une diminution de l'efficacité rayonnée [Cia04, Row97, Row97].

La méthode des courts-circuits consiste à placer des courts-circuits plans ou filaires entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Les courts-circuits plans entraînent des réductions de taille de l'ordre de 50% voire plus grâce à l'augmentation des longueurs électriques [Cia04, Bok96, Cha00, Abe03, Row98]. Cette technique a l'avantage d'être simple d'un point de vue réalisation. Par contre, on observe une diminution de la largeur de bande par rapport au simple patch. Les antennes court-circuitées sont sensibles à deux types de polarisation car elles sont composées d'éléments rayonnants (pavés et courts-circuits) suivant des directions orthogonales. Cette technique est donc très attractive pour le domaine des communications mobiles.

3.2.4 Substrats à haute permittivité

Les substrats à haute permittivité ($\epsilon_r \gg 1$, par exemple $\epsilon_r = 17,10$ pour un substrat céramique) permettent de réduire les dimensions de l'antenne sans modifier la géométrie. La longueur d'onde est divisée par $\sqrt{\epsilon_r}$:

$$\lambda = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{Eq.1}]$$

avec λ la longueur d'onde

c_0 la vitesse de la lumière dans le vide (3.10^8 m/s)

f la fréquence

ϵ_r la permittivité relative du substrat

Cependant, cette technique provoque une augmentation du phénomène de cavité (Figure 8). L'énergie est piégée et l'antenne devient réactive. La forte permittivité du substrat entraîne de fortes pertes diélectriques et donc une diminution du facteur de qualité et de l'efficacité [Cia04, Skr01]. De plus, ces substrats en céramique nécessitent des équipements très coûteux pour être fabriqués par rapport à des substrats plastiques et sont beaucoup plus fragiles.

En général, ces différentes techniques de miniaturisation sont utilisées simultanément. Dans notre étude, nous n'utiliserons pas de substrat à haute permittivité.

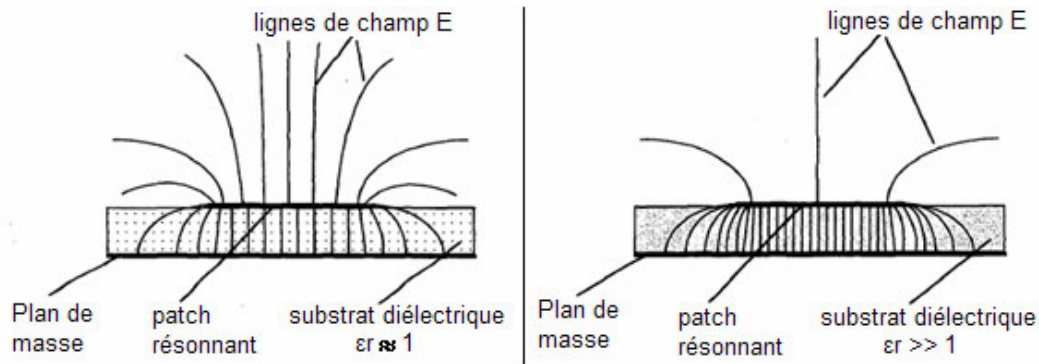


Figure 8 : Ligne de champ sur un patch suivant la permittivité du substrat

4 Quelques généralités sur le traitement du signal

Il existe diverses techniques de codage et de répartition des signaux à l'émission et à la réception. Nous présentons ici les principales techniques pour les systèmes mono-utilisateur [Gug03, LeN04].

4.1 Techniques de transmission

On peut distinguer deux étapes dans les techniques de transmission MIMO mono-utilisateur : l'émetteur va dans un premier temps générer des flux grâce à un codage des bits informatifs et, dans un deuxième temps, il va affecter les flux pondérés à chaque antenne (Figure 9).

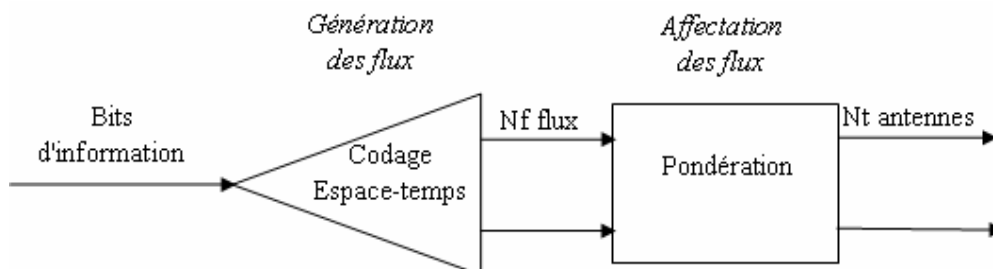


Figure 9 : Décomposition de l'émetteur

4.1.1 Génération des flux

Le générateur de flux regroupe toute la partie codage canal, entrelacement et modulation. Il crée un certain nombre de suites de symboles (ou flux) à partir du flot des bits d'information d'entrée suivant plusieurs dimensions (espace, temps, fréquence).

La génération de flux indépendants vise à exploiter la dimension spatiale du canal pour augmenter le débit (codage H-BLAST par exemple [Wol98, Gol99]). D'autres techniques introduisent des redondances entre flux en répartissant les bits codés à la fois dans l'espace et le temps. On parle alors de codage "Espace-Temps" (code vertical avec modulation ST-BICM [Ton00], code en blocs orthogonaux [Ala98], en "treillis", code "produits", code à dispersion linéaire, ...).

4.1.2 Affectation des flux

L'affectation des flux aux antennes se fait en deux étapes. On attribue une puissance à chaque flux (pondération), puis on répartit les flux entre les antennes. La technique d'émission dépend du nombre de flux et du nombre d'antennes d'émission.

Si le nombre de flux est égal au nombre d'antennes d'émission, on peut affecter un flux par antenne ou effectuer une permutation cyclique des flux.

Si le nombre de flux est inférieur au nombre d'antennes d'émission, on peut sélectionner en fonction de la connaissance du canal à l'émetteur un certain nombre d'antennes égal au nombre de flux.

Dans le cas particulier où il n'y a qu'un seul flux, il est possible de faire du *Beamforming* en pondérant de façon différente le flux unique sur chaque antenne ou bien envoyer le même flux affecté d'un retard différent sur chaque antenne d'émission. On peut également émettre ce flux unique sur une seule antenne à la fois en changeant régulièrement d'antenne d'émission (commutation d'antenne).

Si on souhaite pondérer les flux, il faut une connaissance au moins partielle du canal. Lorsque le canal est connu à l'émetteur, la technique optimale consiste à émettre suivant les modes propres du canal. L'allocation des puissances se fait selon la technique dite du *Waterfilling*⁴ en fonction

⁴ Le Waterfilling consiste à allouer les puissances aux éléments rayonnants de l'antenne réseau selon les modes propres de la matrice de transfert du canal de propagation (cf. Chapitre 3).

des valeurs propres de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ ou $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ (\mathbf{H} étant la matrice normalisée du canal⁵). Dans le cas extrême où une valeur propre est nettement supérieure aux autres, cela revient à faire du *Beamforming*. La connaissance du canal à l'émetteur suppose en général une chaîne de retour et donc une partie RF complexe [Chi01]. Dans le cas où aucune information sur le canal n'est disponible à l'émetteur, la stratégie d'émission la plus simple consiste à envoyer un flux de même puissance sur chaque antenne. C'est aussi la stratégie d'émission optimale. Le code d'Alamouti [Ala98] permet d'atteindre le maximum de capacité lorsque le canal est inconnu à l'émetteur seulement dans le cas $n_t=2$ et $n_r=1$. Ce n'est plus vrai pour un grand nombre d'antennes [Has02].

4.2 Techniques de réception

A la réception, le traitement du signal se fait en trois opérations. La première consiste à démoduler le signal reçu. Les flux de symboles sont reconstitués et les interférences entre flux annulées. L'opération d'égalisation permet d'annuler les interférences entre symboles. Enfin, le décodage permet de restituer les bits informatifs. L'architecture et la complexité des différents récepteurs dépendent fortement de la façon dont on souhaite décoder les flux : successivement ou conjointement.

4.2.1 Décodage des flux indépendants

Il existe plusieurs algorithmes de décodage des flux indépendants [Baz04]. L'algorithme non linéaire MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimation*) est en général trop complexe pour être implémenté. Il est préférable d'utiliser des algorithmes linéaires tels que le *Zero-Forcing* (ZF) basé sur une inversion de la matrice du canal ou la technique du *Minimum Mean Square Error* (MMSE) qui consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du récepteur et le vecteur des symboles émis.

Les récepteurs doivent également annuler les interférences entre flux et les interférences entre symboles provoquées par l'étalement temporel du canal. Dans le cas de canaux non sélectifs (ou plats) en fréquence, seule l'interférence entre flux est à éliminer. Le principe consiste à annuler successivement ces interférences en détectant les symboles émis chacun à leur tour. Dans le cas

⁵ La matrice de transfert du canal \mathbf{H} est définie par le modèle temporel du signal reçu : avec le signal transmis, le signal reçu et le bruit blanc additif gaussien (cf. Chapitre 3).

de canaux sélectifs en fréquence, on doit éliminer en plus les interférences inter-symboles grâce à des égaliseurs à retour de décision, une annulation successive des interférences ou une méthode mixte.

4.2.2 Décodage des codes espace-temps

Le décodage optimal des codes espace-temps impose que l'égalisation et le décodage se fassent simultanément. Il existe deux types d'approche en "treillis" : la technique MLSE et la technique MAP. Ces deux approches sont très complexes et rarement mises en œuvre.

Afin de contourner le problème de l'égalisation et du décodage conjoints, il peut être préférable de séparer ces deux options. On peut alors mettre en œuvre des techniques itératives et, pour une complexité moindre, atteindre des performances très proches des techniques optimales.

Chapitre 2 Antennes multi-capteurs en téléphonie mobile

1	Caractérisation des antennes.....	28
1.1	Les paramètres S	28
1.2	La directivité.....	29
1.3	La bande passante.....	30
1.4	Le coefficient de corrélation.....	30
2	Conception d'une antenne multi-capteurs pour terminal mobile.....	31
2.1	Introduction	31
2.2	Géométrie de l'antenne	33
2.3	Réalisation des prototypes d'étude.....	35
2.4	Analyse des performances.....	40
2.5	Conclusion.....	48
3	Caractéristiques des autres antennes utilisées	49
3.1	Antennes de téléphone mobile.....	49
3.2	Antennes de station de base.....	60
4	Tableau récapitulatif.....	71

Après une description des paramètres caractéristiques des antennes multi-capteurs, ce chapitre présente les différentes étapes de la conception puis les performances de l'antenne à deux éléments rayonnants pour téléphone mobile que nous avons réalisée.

Une troisième partie présente différents types d'antennes de mobile et de station de base réalisés au cours de différents projets par France Telecom. Des collaborations avec le Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de Sophia-Antipolis et avec le Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information du Commissariat à l'Energie Atomique (CEA-LETI) de Grenoble nous ont permis de travailler sur des antennes multi-capteurs pour téléphone mobile supplémentaires. Ces antennes serviront de comparaison dans les simulations de capacité MIMO.

1 Caractérisation des antennes

Les principaux paramètres que nous utiliserons ici pour l'évaluation des performances des antennes multi-capteurs sont les suivants : les paramètres \mathbf{S} , la directivité, la bande passante et le coefficient de corrélation des diagrammes.

1.1 Les paramètres \mathbf{S}

La matrice \mathbf{S} est composée des coefficients de réflexion et des coefficients de transmission. Le coefficient de réflexion (S_{ii}) est défini par le rapport en amplitude entre la puissance réfléchie (P_r) et la puissance incidente (P_i) sur un élément rayonnant. Il reflète l'adaptation de l'élément. Il est également utile pour connaître le niveau de puissance réfléchie qui peut perturber le fonctionnement des instruments arrière. Le coefficient de transmission ($S_{ij, i \neq j}$) est le rapport en amplitude entre la puissance transmise (P_t) par le premier élément rayonnant au deuxième et la puissance incidente. Il caractérise l'isolation (ou couplage inter-éléments).

$$|S_{ii}| = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}} \quad [\text{Eq.2}]$$

$$\text{et } |S_{ij, i \neq j}| = \sqrt{\frac{P_t}{P_i}} \quad [\text{Eq.3}]$$

Pour les coefficients S_{ij} , on considère uniquement le module dans la suite du manuscrit. On fait abstraction du caractère vectoriel des paramètres \mathbf{S} .

Généralement, une antenne est considérée comme étant adaptée et isolée lorsque les paramètres \mathbf{S} sont inférieurs à -10 dB ce qui équivaut à au moins 10% de pertes. Cependant, en téléphonie mobile, on tolère des coefficients de réflexion allant jusqu'à -6 dB, soit 25% de pertes.

L'efficacité de l'antenne est une autre façon d'évaluer les pertes au niveau de l'antenne mais aussi entre le générateur et l'antenne. L'efficacité rayonnée tient compte des pertes de l'antenne (adaptation et isolation). L'efficacité totale inclut en plus les pertes entre le générateur et l'antenne (pertes ohmiques dans les câbles d'alimentation, les connecteurs). L'efficacité rayonnée η_{ray} s'exprime par la relation suivante :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_a} \quad [\text{Eq.4}]$$

avec P_{ray} la puissance rayonnée par l'antenne

P_a la puissance à l'entrée de l'antenne

et l'efficacité totale η_{tot} par :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_i} = \eta_{ray} \times (1 - |S_{11}|^2) \quad [\text{Eq.5}]$$

avec P_i la puissance incidente en sortie du générateur

1.2 La directivité

La densité de puissance surfacique du champ électromagnétique en tout point de l'espace est définie par le vecteur de Poynting :

$$\vec{S}(\theta, \varphi) = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad [\text{Eq.6}]$$

avec \vec{E} (resp. \vec{H}) le champ électrique (resp. magnétique) rayonné

La directivité d'une antenne est donnée par le rapport entre la densité de puissance rayonnée par l'antenne dans la direction (θ, φ) et la densité de puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope rayonnant la même puissance que l'antenne considérée :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{|\vec{S}(\theta, \varphi)|}{P_{ray} / 4\pi} \quad [\text{Eq.7}]$$

On peut définir le gain de l'antenne dans la direction (θ, φ) par :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{|\vec{S}(\theta, \varphi)|}{P_i / 4\pi r^2} \quad [\text{Eq.8}]$$

La directivité et le gain sont liés par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta_{tot} \times D(\theta, \varphi) \quad [\text{Eq.9}]$$

1.3 La bande passante

La bande passante est définie par la formule suivante :

$$BW = \frac{f_+ - f_-}{f_c} \quad [\text{Eq.10}]$$

avec f_+ et f_- la fréquence minimale et la fréquence maximale entre lesquelles le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB (voire -6dB) et f_c la fréquence centrale.

1.4 Le coefficient de corrélation

Le coefficient de corrélation des diagrammes de rayonnement (r_{12}) entre deux antennes est défini par :

$$r_{12} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(E_1^\theta(\theta, \varphi) E_2^\theta(\theta, \varphi)^* + E_1^\varphi(\theta, \varphi) E_2^\varphi(\theta, \varphi)^* \right) \sin \theta d\theta d\varphi}{\sqrt{I_1(\theta, \varphi) \cdot I_2(\theta, \varphi)}} \quad [\text{Eq.11}]$$

$$\text{avec } I_1(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\left| E_1^\theta(\theta, \phi) \right|^2 + \left| E_1^\phi(\theta, \phi) \right|^2 \right) \sin \theta d\theta d\phi$$

$$I_2(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\left| E_2^\theta(\theta, \phi) \right|^2 + \left| E_2^\phi(\theta, \phi) \right|^2 \right) \sin \theta d\theta d\phi$$

et E_i^α la composante α du champ rayonné \vec{E} de l'antenne i .

Pour des antennes sans perte, la fonction de corrélation des diagrammes peut être déduite de la matrice \mathbf{S} [Sal02] par :

$$r_{12} = \left| \frac{S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22}}{\sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2} \times \sqrt{1 - |S_{12}|^2 - |S_{22}|^2}} \right| \quad [\text{Eq.12}]$$

Généralement, on considère que les diagrammes sont faiblement corrélés si le coefficient r_{12} est inférieur à 0,3.

2 Conception d'une antenne multi-capteurs pour terminal mobile

2.1 Introduction

Dans le cadre des projets internes à France Télécom : ANTECH lancé en 2003 et TAMARIS en 2005, nous avons réalisé une antenne à diversité sur un plan de masse de taille compatible avec un téléphone mobile dans la bande UMTS. Puis, nous avons testé les performances de cette antenne en milieu cellulaire urbain. Les spécifications décrites dans le cahier des charges du projet et concernant les performances de l'antenne sont regroupées dans le Tableau 1 :

Fréquence centrale de fonctionnement	2 GHz
Largeur de la bande de fonctionnement (UMTS)	200 MHz 1,92 GHz – 2,17 GHz
Pertes par réflexion	< -10 dB
Pertes par couplage	< -10 dB
Corrélation des diagrammes de rayonnement	< 0,3
Nombre d'entrées	2
Type d'alimentation	Câble coaxial
Type de diversité	Diagramme ou polarisation
Taille du plan de masse	44x100 mm ²

Tableau 1 : Cahier des charges des antennes (projet ANTECH)

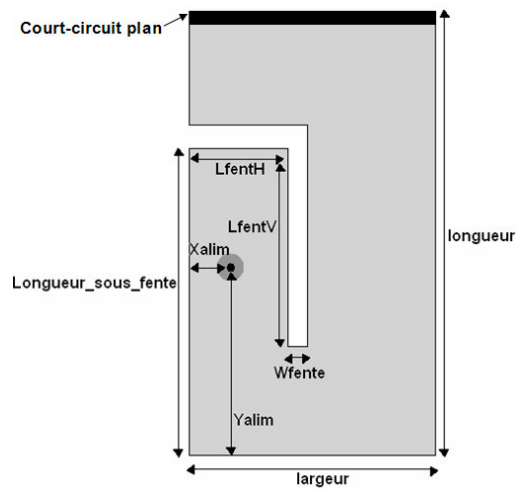


Figure 10 : Paramètres du patch

Nous avons dans un premier temps étudié la géométrie d'un seul élément à courts-circuits plans avec comme point de départ la géométrie proposée par Fregoli dans [Fre04]. Diverses études avec le logiciel Ansoft Designer sur un plan de masse infini nous ont permis de déterminer les différents paramètres de l'élément rayonnant tels que les dimensions du patch et de la fente et la position de l'alimentation (Figure 10).

Par la suite nous avons étudié deux configurations d'antenne composée de deux éléments rayonnants : l'une avec les éléments placés en parallèle, une autre avec les éléments placés de façon orthogonale. Ces études ont été menées sur un plan de masse de taille finie grâce au logiciel de simulation électromagnétique HFSS (Ansoft).

Nous avons obtenu une structure composée de deux éléments rayonnants PIFA de dimensions $12,5 \times 30 \text{ mm}^2$ (soit $\lambda/12 \times \lambda/5$) implantés sur un plan de masse de taille $44 \times 100 \text{ mm}^2$. La largeur du plan de masse a été choisie de façon à pouvoir disposer deux éléments orthogonalement, la longueur a été fixée par les spécifications couramment utilisées par les constructeurs. Entre chaque patch et le plan de masse, on utilise des courts-circuits plans ou filaires pour diminuer la taille du patch. Chaque patch est pourvu d'une fente en forme de L permettant d'ajuster l'adaptation. Il est alimenté par un câble coaxial.

2.2 Géométrie de l'antenne

Deux configurations sont étudiées : la configuration parallèle et la configuration orthogonale⁶.

2.2.1 Configuration parallèle

L'antenne est composée de deux éléments PIFA placés en parallèle. La structure optimale a été choisie de sorte à minimiser le couplage inter-éléments (Tableau 2). La configuration retenue est la configuration D (Figure 11).

L'implantation de deux éléments en parallèle provoque un rétrécissement de la bande passante par rapport à l'antenne à un seul élément et l'apparition de couplages entre les éléments.

2.2.2 Configuration orthogonale

La configuration orthogonale se compose de deux éléments PIFA placés de façon perpendiculaire. La structure optimale a été choisie lors d'une étude préliminaire de façon à minimiser le couplage inter-éléments (Tableau 3). La configuration retenue est la configuration H (Figure 12).

⁶ S. Vergerio, J-P. Rossi, P. Sabouroux, "A two-PIFA antenna system for mobile phone at 2 GHz with MIMO applications", European Conference on Antenna and Propagation, Nice (France), November 2006.

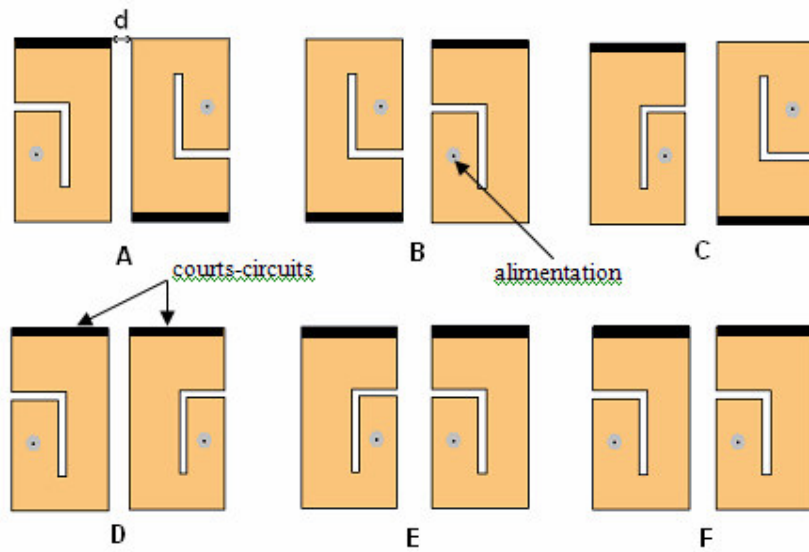


Figure 11 : Géométries possibles de l'antenne bi-patches parallèles. Pour minimiser le couplage, on choisit la configuration D

Configuration	S_{21} en dB à 2GHz
A	-5,88
B	-5,57
C	-5,81
D	-9,29
E	-9,17
F	-9,16

Tableau 2 : Le coefficient S_{21} pour chacune des 6 configurations possibles (avec $d=19\text{mm}$) sous HFSS

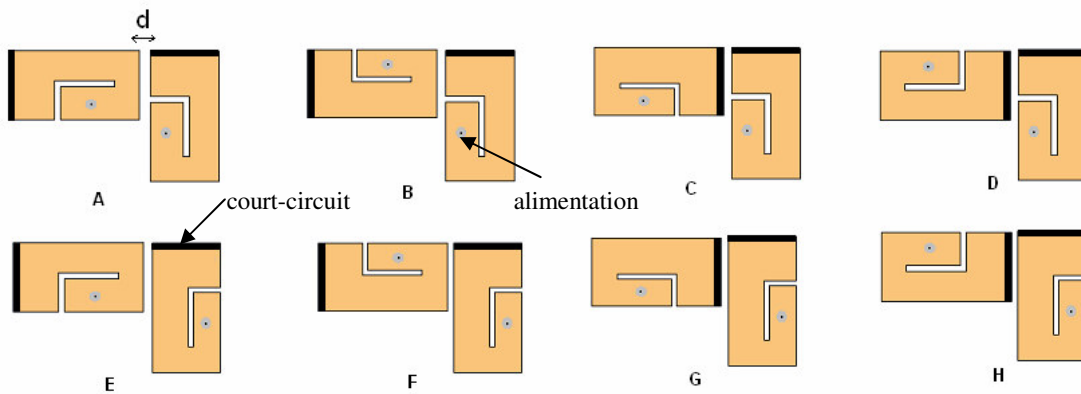


Figure 12 : Géométries possibles de l'antenne bi-patches orthogonaux. Pour minimiser le couplage et optimiser l'adaptation, on retient la configuration H

Configuration	S_{21} en dB à 2Ghz	S_{11} / S_{22} en dB à 2GHz
A	-5,24	
B	-5,81	
C	-13,22	-13,64 / -6,35
D	-15,19	-10,90 / -6,50
E	-5,16	
F	-6,65	
G	-12,86	
H	-14,24	-16,82 / -6,35

Tableau 3 : Le coefficient S_{21} pour chacune des 8 configurations possibles (avec $d=1,5\text{mm}$) sous HFSS

2.3 Réalisation des prototypes d'étude

Pour chaque configuration trois prototypes ont été étudiés et réalisés : le prototype à courts-circuits plans, le prototype à courts-circuits filaires et substrat fin, et le prototype à courts-circuits filaires et substrat épais.

2.3.1 Prototype 1 : à courts-circuits plans

Nous avons décidé, dans un premier temps, d'utiliser des courts-circuits plans entre les patches et le plan de masse. Nous avons utilisé des plaques de cuivre d'épaisseur 0,5 mm pour les éléments rayonnants et de 1 mm pour le plan de masse. Cette technique nécessite uniquement des plaques de métaux et nous n'avons pas de problème lié à l'empilement des couches.

Pour la configuration parallèle, les éléments sont placés à l'intérieur du plan de masse (à 15 mm du bord court) pour augmenter l'isolation (Figure 13). Une étude paramétrique a permis d'optimiser la configuration pour obtenir les performances spécifiées précédemment (Tableau 1) dans la bande UMTS, en particulier l'adaptation, l'isolation et la décorrélation des diagrammes. Les performances ont été obtenues pour une distance d optimisée à 18,75 mm entre les éléments et une couche d'air entre les éléments rayonnants et le plan de masse d'une épaisseur de 10 mm. Les autres paramètres des éléments rayonnants sont regroupés dans le Tableau 4.

paramètre	valeur
largeur	12,5 mm
longueur	30 mm
Hauteur_sous_fente	24 mm
LfentH	9 mm
LfentV	19,5 mm
Wfente	0,5 mm
Xalim	8 mm
Yalim	21,5 mm

Tableau 4 : Paramètres des éléments rayonnants parallèles à court-circuit plan

Pour la configuration orthogonale, on conserve en grande partie les dimensions de la configuration parallèle. Le plan de masse garde la même taille (44x100 mm²) et les éléments rayonnants également. La principale différence avec la configuration parallèle est la position du deuxième élément placé perpendiculairement au premier. On espère ainsi obtenir de la diversité de polarisation. Pour obtenir une isolation maximale, les patchs sont placés à 1,5 mm l'un de l'autre. C'est la distance maximale possible compte tenu de la taille fixe du plan de masse. Afin d'obtenir une symétrie entre les deux éléments rayonnants par rapport aux bords du plan de masse, les patchs sont placés contre le petit côté de celui-ci. Ainsi, la fente est ouverte sur le côté du plan de masse. Dans cette configuration, l'élément 1 est adapté mais pas l'élément 2. Pour cela, on modifie légèrement le point d'alimentation et la fente de ce dernier en vue de diminuer la fréquence de résonance par un allongement de la longueur électrique (Tableau 5).

2.3.2 Prototype 2 : à courts-circuits filaires, substrat fin

Le prototype d'antenne 1 est peu précis. Industriellement, il est difficilement reproductible à l'identique notamment au niveau du pliage de la tôle des éléments rayonnants. Nous avons donc essayé la technologie imprimée qui n'a pas ce type de défaut. Les patchs ont été imprimés sur un substrat de type Talconic TLX ($\epsilon_r = 2,2$) d'épaisseur 0,127 mm. L'épaisseur du cuivrage est de 17,5 μm . Le court-circuit plan entre le patch et le plan de masse a été remplacé par 3 cylindres en cuivre de diamètre 2 mm. Nous avons dû utiliser des vis plastiques pour renforcer mécaniquement la structure et maintenir l'épaisseur de la couche d'air constante.

paramètre	valeur patch 1	valeur patch 2
largeur	12,5 mm	12,5 mm
longueur	30 mm	30 mm
Hauteur_sous_fente	24 mm	26,5 mm
LfentH	9 mm	9 mm
LfentV	19,5 mm	19,5 mm
Wfente	0,5 mm	0,5 mm
Xalim	8 mm	8 mm
Yalim	21,5 mm	24,5 mm

Tableau 5 : Paramètres des éléments rayonnants perpendiculaires à court-circuit plan

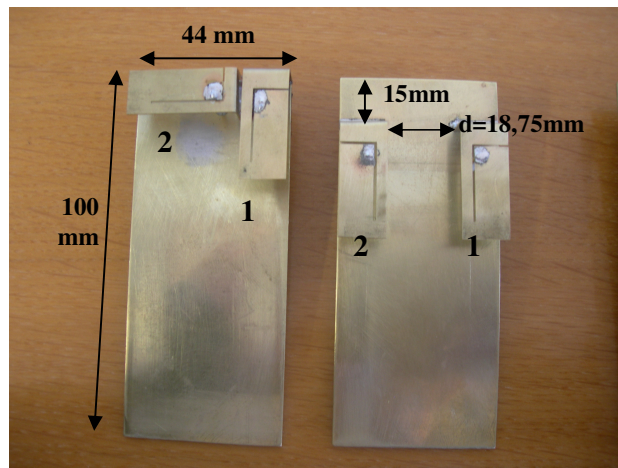


Figure 13 : Antenne de téléphone mobile à courts-circuits plans (prototype 1) pour applications UMTS (à gauche la configuration orthogonale, à droite la configuration parallèle)

Pour la configuration parallèle, les antennes sont placées à 18 mm du bord court, soit 3 mm de plus par rapport au prototype 1 afin de compenser l'effet des trous de vis dans le plan de masse (Figure 14). L'étude a montré que l'introduction d'un matériau de constante diélectrique supérieure à 1 provoque un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences, une augmentation du couplage entre éléments et une réduction de la bande passante. Pour limiter ces effets, nous avons augmenté l'épaisseur de la couche d'air (11 mm) et déplacé le point d'alimentation vers le bas. Les caractéristiques géométriques de l'antenne modifiée sont les suivantes (Tableau 6) :

paramètre	valeur
largeur	12,5 mm
longueur	30 mm
Hauteur_sous_fente	24 mm
LfentH	9 mm
LfentV	19,5 mm
Wfente	0,5 mm
Xalim	8 mm
Yalim	19,5 mm

Tableau 6 : Paramètres des éléments rayonnants parallèles imprimés (prototype 2) sur substrat d'épaisseur 0,127 mm

En ce qui concerne la configuration orthogonale, les vis de la partie inférieure de la structure sont placées au même endroit que celles de la configuration parallèle. Les vis de la partie supérieure sont décalées vers l'intérieur du plan de masse pour permettre à l'ensemble des patches de rester au bord du plan de masse. On modifie légèrement la structure du patch horizontal (position de la fente et de l'alimentation) pour améliorer l'adaptation du second élément (Tableau 7).

paramètre	valeur patch 1	valeur patch 2
largeur	12,5 mm	12,5 mm
longueur	30 mm	30 mm
Hauteur_sous_fente	24 mm	25,5 mm
LfentH	9 mm	9 mm
LfentV	19,5 mm	19,5 mm
Wfente	0,5 mm	0,5 mm
Xalim	8 mm	8 mm
Yalim	20 mm	23,5 mm

Tableau 7 : Paramètres des éléments rayonnants perpendiculaires imprimés (prototype 2) sur substrat d'épaisseur 0,127 mm

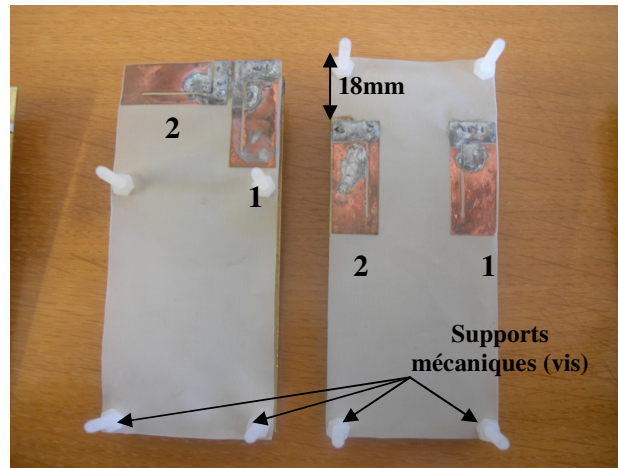


Figure 14 : Antenne de téléphone mobile à courts-circuits filaires et substrat fin (prototype 2) pour applications UMTS (à gauche la configuration orthogonale, à droite la configuration parallèle)

2.3.3 Prototype 3 : à courts-circuits filaires, substrat épais

Le substrat utilisé dans le prototype 2 est très fin : 0,127 mm. De ce fait, il se déforme (ondulations). L'épaisseur d'air entre le plan de masse et le substrat n'est donc pas constante sur toute la surface, ce qui engendre des modifications des conditions physiques de rayonnement. Afin de trouver le meilleur compromis entre rigidité et performances, nous avons mené une troisième et dernière étude sur l'épaisseur du substrat. Les paramètres géométriques des patches sont identiques à ceux du prototype 2.

La Figure 15 représente les variations des modules des paramètres S en fonction de l'épaisseur du substrat. Le coefficient de réflexion est faible quelle que soit l'épaisseur du substrat (< -15 dB), le coefficient de transmission également (< -10 dB). Notre choix s'est porté sur le substrat d'épaisseur 0,508 mm de façon à maintenir de faibles pertes tout en conservant une rigidité de plaque suffisante pour éviter les ondulations du substrat comme dans le cas précédent et conserver une faible hauteur de structure (Figure 16).

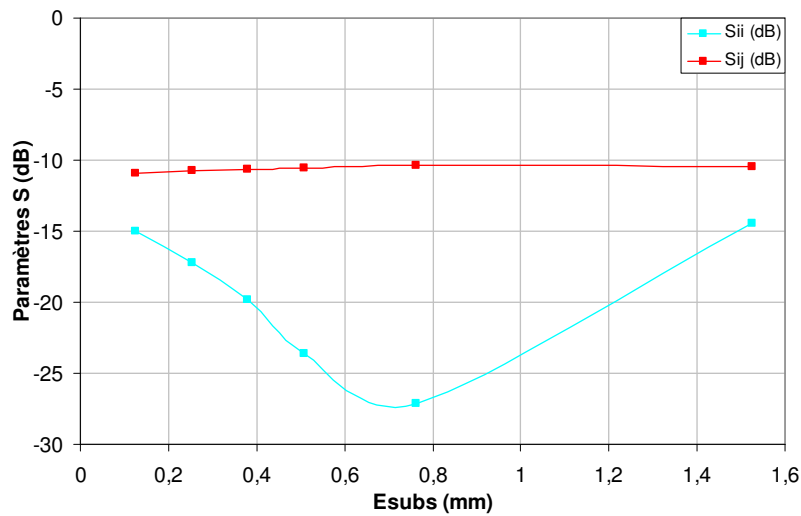


Figure 15 : Variations des modules des paramètres S (S_{ii} coefficient de réflexion, S_{ij} coefficient de transmission) en fonction de l'épaisseur du substrat à 2 GHz

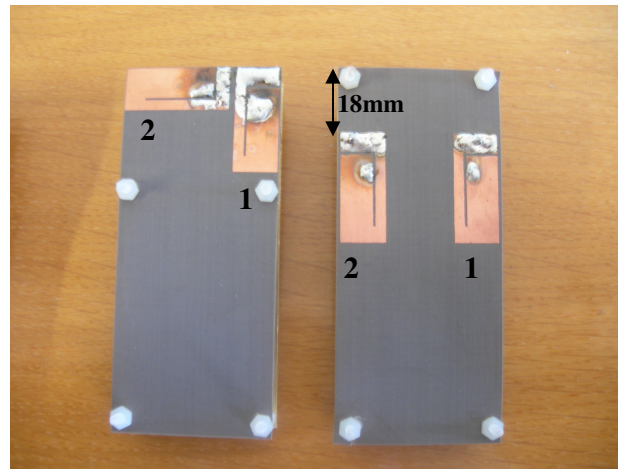


Figure 16 : Antenne de téléphone mobile à courts-circuits filaires et substrat épais (prototype 3) pour applications UMTS (à gauche la configuration orthogonale, à droite la configuration parallèle)

2.4 Analyse des performances

Pour chaque prototype réalisé, nous avons simulé avec le logiciel HFSS les paramètres S et les diagrammes de rayonnement de chaque élément lorsque l'autre est fermé sur une charge 50Ω . Nous avons également mesuré les paramètres S . Comme nous allons le voir dans la suite du paragraphe, les résultats simulés concordent avec les résultats mesurés.

2.4.1 Paramètres S

Les mesures de paramètres S ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8510 C dans la bande 1 GHz - 3 GHz. Le calibrage utilisé est de type OSLT⁷ - charges fixes et large bande (kit de référence 3,5mm).

La mesure du coefficient de réflexion (S_{ii}) d'un élément rayonnant est évaluée lorsque le deuxième élément est connecté à une charge 50Ω. On obtient ainsi la matrice S complète :

$$\mathbf{S}_{dB} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad [\text{Eq.13}]$$

avec S_{11} le coefficient de réflexion du premier élément, le second étant fermé sur 50 Ω

S_{22} le coefficient de réflexion du second élément, le premier étant fermé sur 50 Ω

$S_{12} = S_{21}$ le coefficient de transmission entre les deux éléments

Prototype 1 : à courts-circuits plans

Pour le prototype à courts-circuits plans à 2 GHz, les paramètres S simulés et mesurés sont les suivants :

pour la configuration parallèle (Figure 17) :

$$\mathbf{S}_{sim}(dB) = \begin{pmatrix} -19.01 & -10.22 \\ -10.22 & -19.13 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{S}_{mes}(dB) = \begin{pmatrix} -20.01 & -10.36 \\ -10.36 & -23.87 \end{pmatrix}$$

et pour la configuration orthogonale (Figure 18) :

$$\mathbf{S}_{sim}(dB) = \begin{pmatrix} -10.05 & -12.52 \\ -12.52 & -9.06 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{S}_{mes}(dB) = \begin{pmatrix} -10.62 & -11.4 \\ -11.4 & -8.32 \end{pmatrix}$$

Les paramètres simulés concordent avec les mesures.

Pour la configuration parallèle, les éléments étant identiques géométriquement et placés de la même façon par rapport au plan de masse, on observe une symétrie entre les paramètres S du premier et du deuxième élément rayonnant. Les pertes par désadaptation sont très faibles, de l'ordre de 1% et les pertes par couplage d'environ 10%. Dans la bande UMTS, les paramètres S sont inférieurs à -10 dB.

Pour la configuration orthogonale, la symétrie entre les deux éléments rayonnants est rompue. Il en est de même pour les coefficients de réflexion. L'adaptation du second élément est moins

⁷ Open-Short-Load-True

bonne que celle du premier (12.5% contre 10% de perte). Par contre, le couplage est deux fois plus faible que dans la configuration parallèle (5% de pertes contre 10%).

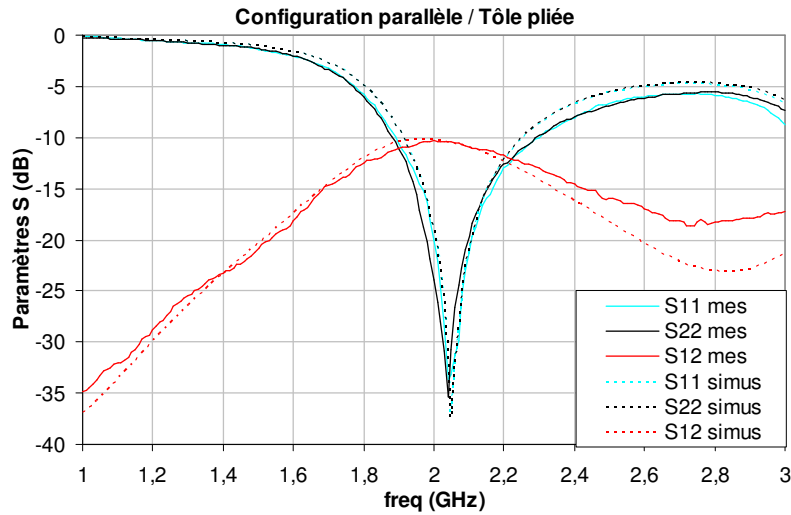


Figure 17 : Paramètres S du prototype 1 de l'antenne en configuration parallèle

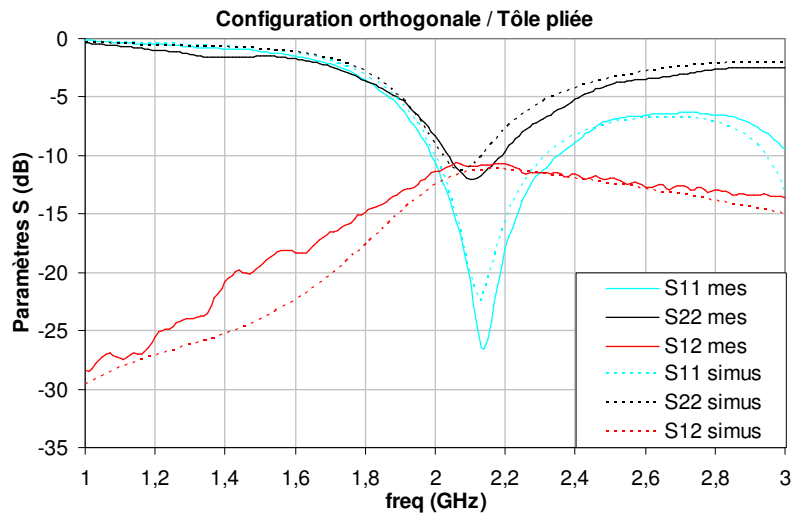


Figure 18 : Paramètres S du modèle 1 de l'antenne en configuration orthogonale

Prototype 2 : à courts-circuits filaires, substrat fin

Pour le prototype à courts-circuits filaires et substrat fin (0,127 mm) à 2 GHz, les paramètres S simulés et mesurés sont les suivants :

pour la configuration parallèle (Figure 19) :

$$\mathbf{S}_{sim}(dB) = \begin{pmatrix} -15.10 & -10.94 \\ -10.94 & -15.07 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{S}_{mes}(dB) = \begin{pmatrix} -20.57 & -11.20 \\ -11.20 & -14.77 \end{pmatrix}$$

et pour la configuration orthogonale (Figure 20) :

$$\mathbf{S}_{sim}(dB) = \begin{pmatrix} -12.13 & -13.35 \\ -13.35 & -9.31 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{S}_{mes}(dB) = \begin{pmatrix} -14 & -11.9 \\ -11.9 & -12 \end{pmatrix}$$

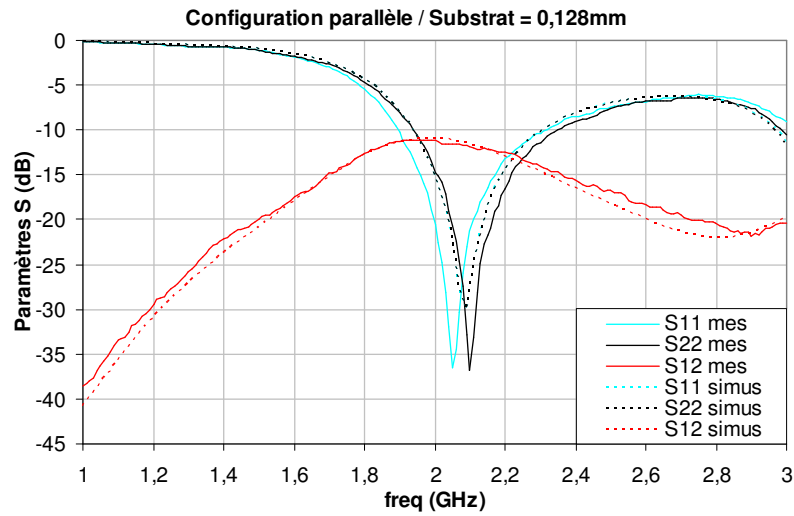


Figure 19 : Paramètres S du prototype 2 de l'antenne en configuration parallèle

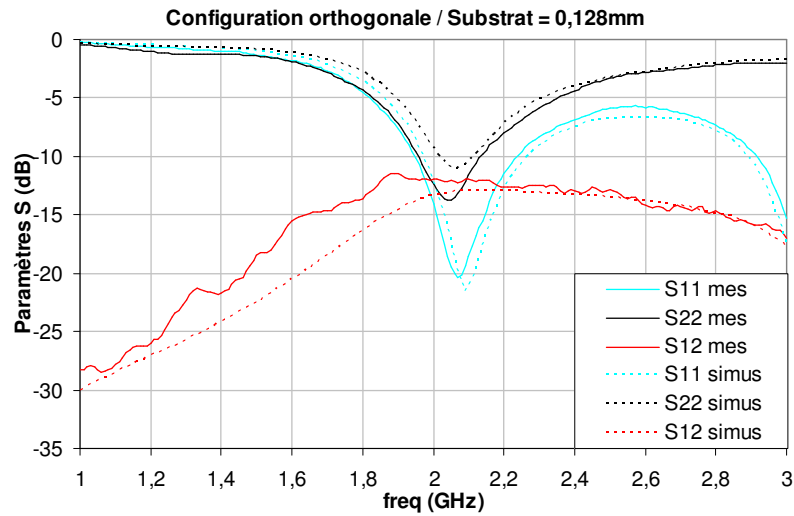


Figure 20 : Paramètres S du prototype 2 de l'antenne en configuration orthogonale

Dans cette configuration, les pertes par désadaptation sont plus élevées et les pertes par couplage plus faibles que dans la configuration précédente à courts-circuits plans. Pour la configuration parallèle, les pertes par désadaptation sont de l'ordre de 3% et les pertes par couplage d'environ 8%. On remarque que le coefficient de réflexion mesuré du premier élément est 5 dB plus faible que celui du deuxième élément. Il est vraisemblable que cela provienne des imperfections de réalisation dues aux déformations (ondulations) du substrat. Pour la configuration orthogonale, on observe également, des disparités entre les valeurs simulées et mesurées dues une fois encore aux déformations du substrat. L'adaptation est satisfaisante (moins de 13% de pertes) et l'isolation entre éléments est bonne (moins de 5% de pertes).

Prototype 3 : à courts-circuits filaires, substrat épais

Pour le prototype à courts-circuits filaires et substrat épais (0,508 mm) à 2 GHz, les paramètres S simulés et mesurés sont les suivants :

pour la configuration parallèle (Figure 21) :

$$\mathbf{S}_{sim}(dB) = \begin{pmatrix} -16.42 & -10.84 \\ -10.84 & -16.34 \end{pmatrix} \text{ et } \mathbf{S}_{mes}(dB) = \begin{pmatrix} -20.58 & -10.89 \\ -10.89 & -19 \end{pmatrix}$$

et pour la configuration orthogonale (Figure 22) :

$$\mathbf{S}_{sim}(dB) = \begin{pmatrix} -16.79 & -12.75 \\ -12.75 & -10.47 \end{pmatrix} \text{ et } \mathbf{S}_{mes}(dB) = \begin{pmatrix} -17.52 & -10.37 \\ -10.37 & -13.63 \end{pmatrix}$$

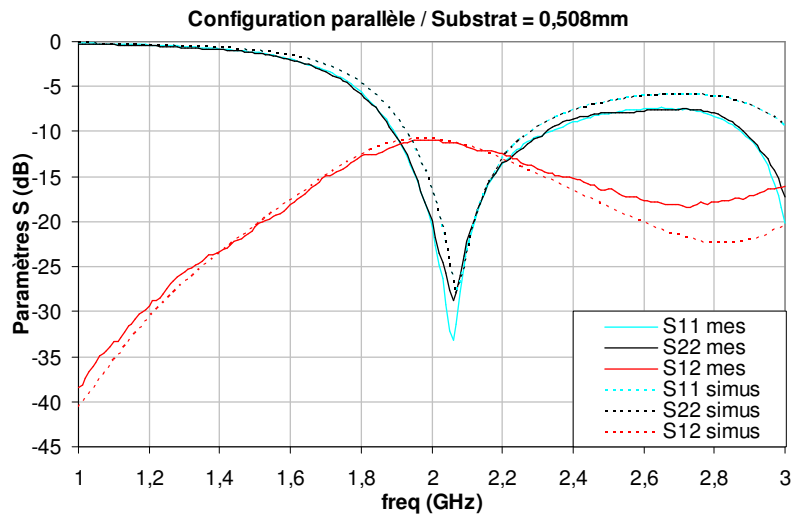


Figure 21 : Paramètres S du prototype 3 de l'antenne en configuration parallèle

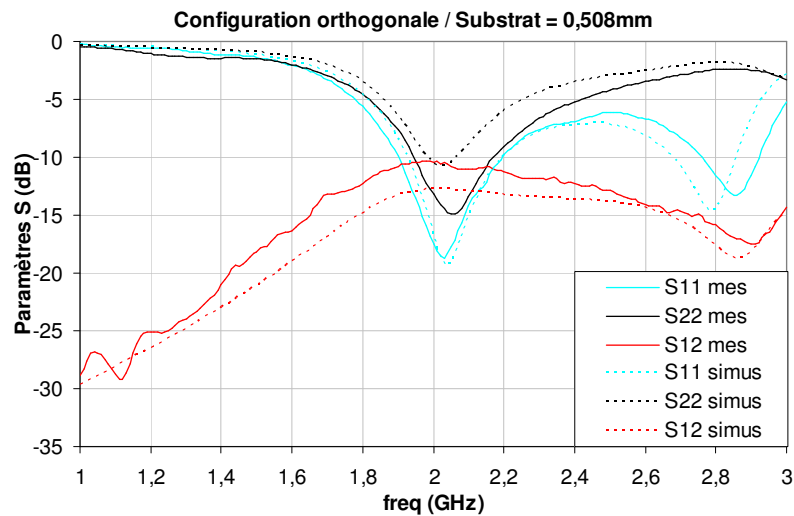


Figure 22 : Paramètres S du prototype 3 de l'antenne en configuration orthogonale

L'augmentation de l'épaisseur du substrat a provoqué une légère diminution des pertes par désadaptation et une légère augmentation du couplage. Cependant, les performances restent satisfaisantes par rapport au cahier des charges. Pour la configuration parallèle, les pertes par désadaptation sont de l'ordre de 2% et les pertes par couplage de l'ordre de 8%. Pour la configuration orthogonale, les pertes par désadaptation et par couplage sont inférieures à 9%.

2.4.2 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la répartition angulaire dans l'espace de l'énergie rayonnée par l'antenne. La représentation en trois dimensions, bien qu'elle offre une bonne idée d'ensemble, est difficilement exploitable. Aussi lui préfère-t-on une représentation iso-valeurs des champs électriques rayonnés comme illustré sur la Figure 23. Les cercles concentriques représentent les angles θ croissants, et les angles ϕ se visualisent autour de l'axe z. Le diagramme en coordonnées polaires est une projection de la sphère entre les angles 0 et 180° en θ , et entre -180° et 180° en ϕ .

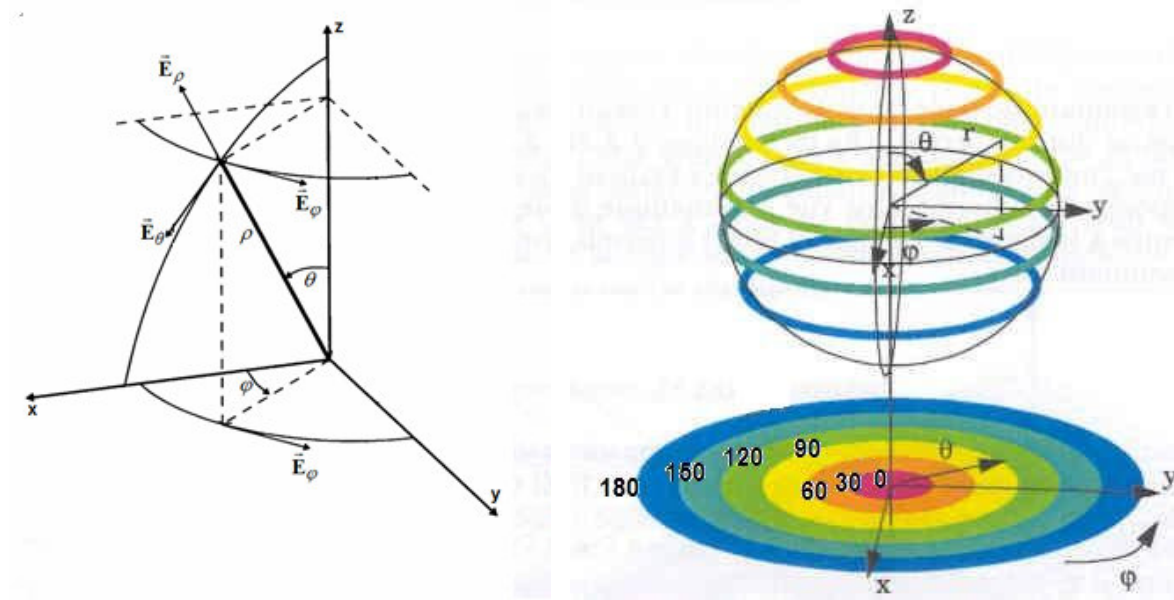


Figure 23 : Diagramme de rayonnement en projection polaire

Nous présentons ici uniquement les diagrammes de rayonnement pour le prototype 1 à courts-circuits plans. L'antenne est placée verticalement dans le plan (Oyz) et pointe dans la direction des x positifs. Pour des raisons de clarté, nous n'avons pas jugé opportun d'afficher dans ce manuscrit les diagrammes de rayonnement des prototypes 2 et 3. Pour ces deux prototypes, le diagramme présente des caractéristiques similaires à celles du prototype 1. On observe seulement une légère différence (moins de 0,4 dB) au niveau de la directivité maximale.

Pour la configuration parallèle (Figure 24 et Figure 25), le champ E_θ est prédominant par rapport au champ E_ϕ . La directivité maximum vaut 1,20 dB pour le prototype 1 (1,3 dB pour le prototype 2 et 1,6 dB pour le prototype 3) pour $\theta \approx 70^\circ$ et autour de $\varphi \approx \pm 10^\circ$. Le rayonnement en E_θ est symétrique autour de l'axe (0x).

Le coefficient de corrélation est faible (0,02 à 2 GHz).

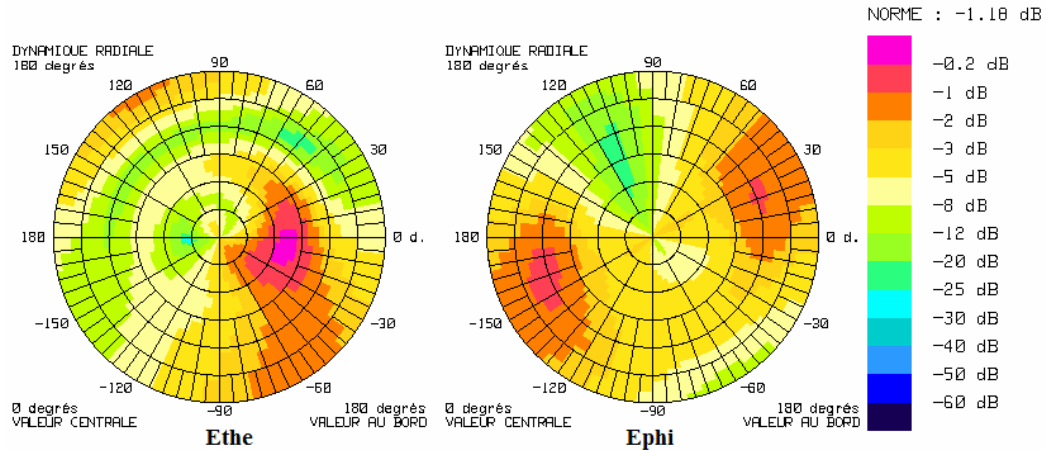


Figure 24 : Diagramme de rayonnement du premier élément pour la configuration parallèle (projet ANTECH)

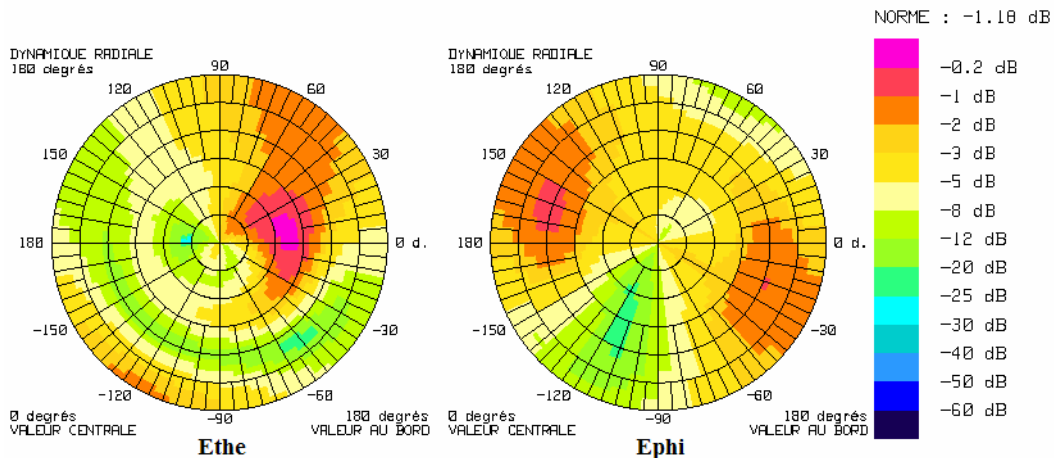


Figure 25 : Diagramme de rayonnement du deuxième élément pour la configuration parallèle (projet ANTECH)

Dans la configuration orthogonale (Figure 26 et Figure 27), le champ E_0 prédomine encore pour les deux éléments rayonnants. Les deux éléments rayonnent entre -60° et 0° en azimuth et autour de 100° en site pour le premier élément et autour de 150° en site pour le second. L'élément 2 présente un fort rayonnement dans la direction des z négatifs. La directivité du premier élément est d'environ 2dB, celle du second d'environ 3 dB. Les éléments avaient été placés en configuration orthogonale en vue d'obtenir de la diversité de polarisation. Nous n'obtenons que de la diversité de diagramme.

Le coefficient de corrélation est inférieur à 0,2 à 2 GHz.

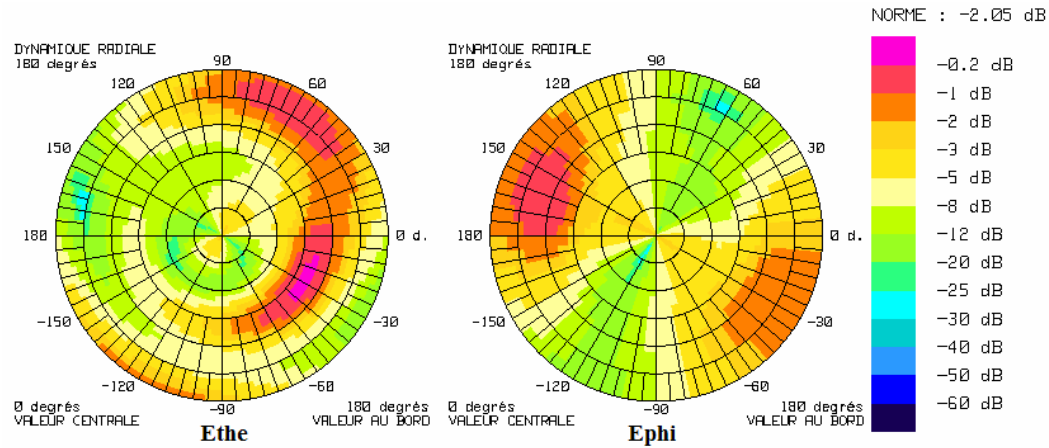


Figure 26 : Diagramme de rayonnement du premier élément pour la configuration orthogonale (projet ANTECH)

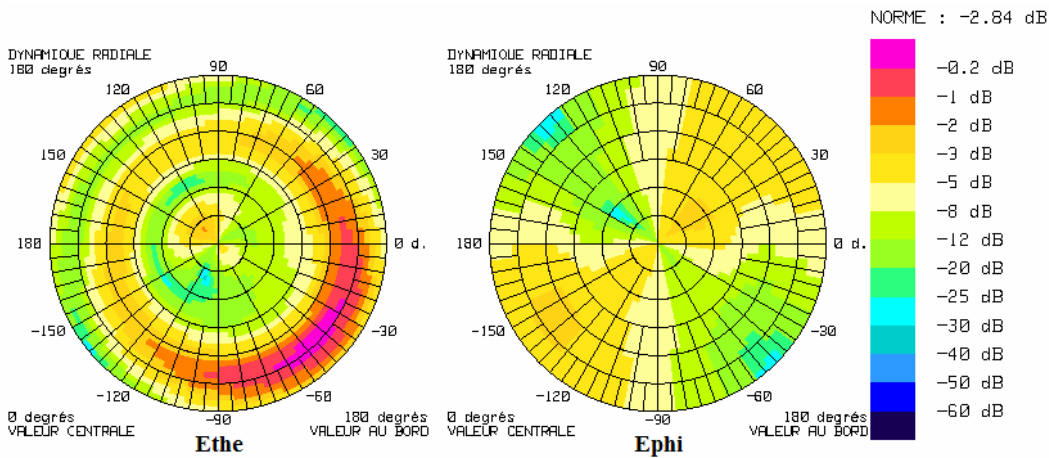


Figure 27 : Diagramme de rayonnement du deuxième élément pour la configuration orthogonale (projet ANTECH)

2.5 Conclusion

Nous avons conçu deux antennes composées de deux patchs PIFA, placés de façon parallèle pour l'une et de façon orthogonale pour l'autre. Les dimensions du boîtier sont compatibles avec un téléphone portable (44x100 mm²). Ces antennes ont été simulées, fabriquées et mesurées, et respectent en tout point les spécifications électromagnétiques fixées. Il faut en particulier noter le fort taux de décorrélation des diagrammes.

Ces antennes, grâce à leurs faibles pertes, leur faible coefficient de corrélation des diagrammes et leur diversité semblent appropriées à des applications MIMO.

3 Caractéristiques des autres antennes utilisées

A titre de comparaison, en plus des antennes qui ont été réalisées dans le cadre de cette thèse, nous avons calculé les capacités avec plusieurs autres antennes mobiles issues de différents travaux internes (projets ERMITAGES et 4MORE) ou collaborations externes avec le LEAT de Sophia-Antipolis et le CEA-LETI de Grenoble. Pour quantifier les performances des systèmes MIMO à travers l'évaluation de la capacité, nous avons besoin de connaître les caractéristiques des antennes à chaque extrémité de la liaison radio. Nous présentons donc également les deux antennes de station de base qui ont été utilisées pour le calcul de la capacité à 2 GHz et celles utilisées à 5 GHz.

Nous avons mené toutes les études de capacité en milieu cellulaire urbain. Seule l'étude à 5 GHz propose une évaluation de la capacité en milieu intérieur.

3.1 Antennes de téléphone mobile

Pour valider notre étude, nous avons besoin de points de comparaison. Cette partie présente donc des antennes de mobiles, compatibles avec les systèmes MIMO, issues de différents travaux : antenne du projet ERMITAGES, antenne réalisée au LEAT, antenne réalisée au CEA-LETI, antenne du projet 4MORE. Les trois premières fonctionnent à 2 GHz, la dernière à 5 GHz. Les performances MIMO seront également comparées à l'antenne isotrope.

Pour les simulations de capacité dans le Chapitre 4, nous avons choisi d'utiliser le prototype du projet ANTECH à courts-circuits plan. Nous utiliserons les caractéristiques mesurées dans les deux configurations (parallèle et orthogonale). Voir paragraphe 2.

3.1.1 Antenne du projet ERMITAGES

Le projet RNRT ERMITAGES, lancé durant l'année 2000, visait à étudier les possibilités d'utiliser le concept BLAST dans le cas d'un système de communication en UMTS TDD et notamment les problèmes de réalisation dans un terminal réel (coût, taille, poids, autonomie, influence de l'environnement).

L'antenne du projet ERMITAGES (Figure 28), conçue par France Télécom, est composée de deux éléments PIFA implantés tête-bêche sur un plan de masse de taille 100x160 mm². Le plan

de masse est de grande taille de façon à reproduire les effets causés par la tête de l'utilisateur. Chaque élément est alimenté par une sonde coaxiale. L'adaptation est obtenue en optimisant l'emplacement de la sonde par rapport au court-circuit vertical et en introduisant une ligne à fente qui constitue un élément réactif. L'optimisation des paramètres géométriques a permis d'arriver à une structure large bande qui couvre les bandes DCS et UMTS de 1,8 à 2,4 GHz pour un ROS inférieur à 2.

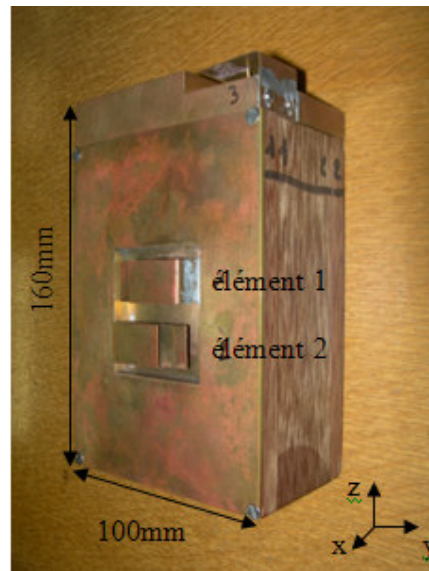


Figure 28 : Antenne du projet ERMITAGES

Remarque : Dans ce projet, trois éléments rayonnants sont implantés. On n'utilisera pas ici l'antenne se trouvant sur la tranche du boîtier et qui sert à faire de la diversité de polarisation avec les deux autres antennes PIFA.

Cette antenne a été réalisée puis mesurée. La matrice \mathbf{S} mesurée à 2 GHz est la suivante :

$$\mathbf{S}_{Erm}(dB) = \begin{pmatrix} -20 & -3 \\ -3 & -20 \end{pmatrix}$$

L'adaptation est bonne mais on note un fort couplage entre les deux éléments (environ 50% de perte).

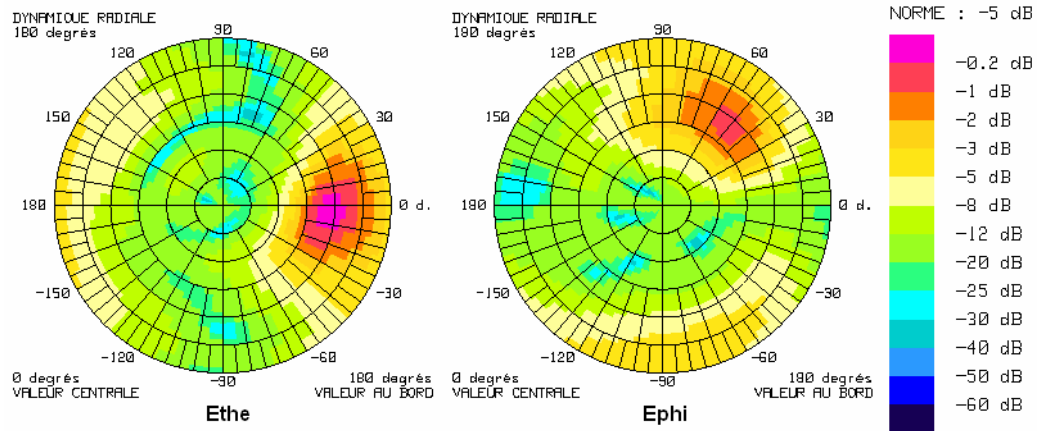


Figure 29 : Diagramme de rayonnement du premier élément (projet ERMITAGES)

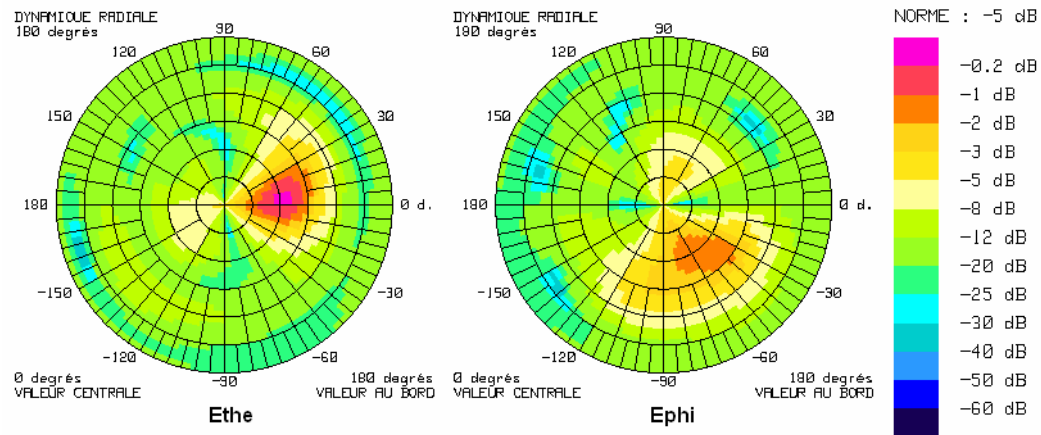


Figure 30 : Diagramme de rayonnement du deuxième élément (projet ERMITAGES)

La corrélation des diagrammes est très faible (de l'ordre de 0,003). Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés en chambre anéchoïque, l'antenne sous test étant placée à 3,50 m de la sonde émettrice. Le champ est mesuré en champ proche puis transformé en champ lointain grâce au logiciel SNIFTD [Tic]. Rappelons que les diagrammes de rayonnement sont représentés pour l'antenne placée verticalement dans le plan (Oyz) et pointant dans la direction des x positifs. La directivité des diagrammes de rayonnement des deux éléments est de l'ordre de 5 dB, soit 4 fois plus que les antennes du projet ANTECH. Le diagramme de rayonnement de l'élément supérieur (Figure 29) a une direction de rayonnement privilégiée autour de -6° en ϕ et autour de 114° en θ . Pour l'élément inférieur (Figure 30), le rayonnement se concentre dans une zone autour de $\phi=6^\circ$ et $\theta=66^\circ$. La dissymétrie entre les deux éléments permet une excellente

décorrélation entre les antennes ($r_{12} < 0,1$ dans la bande). Nous exploiterons la diversité de diagramme de ces antennes.

3.1.2 Collaboration France Telecom / LEAT

La collaboration de France Telecom avec le Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de Sophia-Antipolis a permis de travailler sur une antenne à quatre éléments rayonnants.

Nous disposons de trois configurations [Dia06] : la configuration à un seul élément, à deux éléments et à quatre éléments fonctionnant dans la bande UMTS. L'élément de base est une antenne patch en cuivre reliée au plan de masse par un court-circuit plan et alimenté par un câble coaxial. La configuration à deux éléments (Figure 31) est composée de deux patches distants de 18 mm (soit $\approx 0,12 \lambda$) et implantés sur un plan de masse de type PCB de dimensions 40x100 mm². Les éléments présentent des pertes par désadaptation inférieures à 25% ainsi que des pertes par couplage du même ordre dans toute la bande UMTS. Pour améliorer l'isolation entre éléments, M. Diallo [Dial06] a proposé d'introduire une ligne de neutralisation entre les câbles d'alimentation des éléments. Avec cette technique, les pertes par couplage sont 15 dB plus faibles.

La configuration à 4 éléments (Figure 31) est composée des deux éléments précédents auxquels on a rajouté deux patches identiques aux précédents à l'opposé du plan de masse. Ces deux patches sont isolés également grâce à une ligne de neutralisation positionnée cette fois-ci entre les courts-circuits.

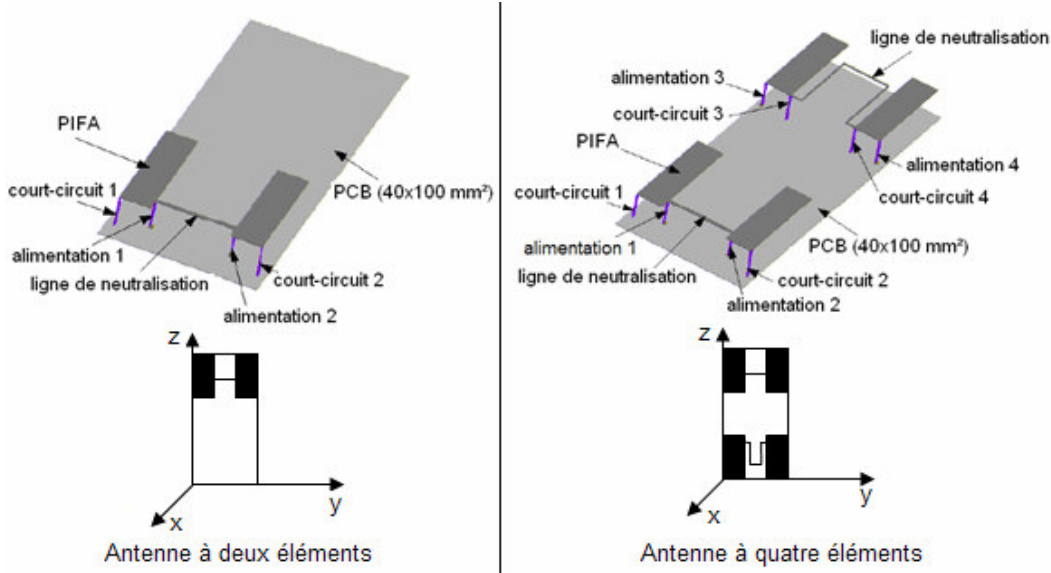


Figure 31 : Antennes du LEAT à 2 (à gauche) ou 4 (à droite) éléments rayonnants

A 2 GHz, les pertes par désadaptation sont inférieures à 4%. Le couplage est extrêmement faible (moins de 3% de pertes). Les matrices **S** sont de la forme suivante :

$$S2_{Leat}(dB) = \begin{pmatrix} -13.51 & -23.18 \\ -23.18 & -13.51 \end{pmatrix} \text{ pour la configuration à 2 éléments}$$

$$S3_{Leat}(dB) = \begin{pmatrix} -19.87 & -15.02 & -16.6 & -20.97 \\ -15.02 & -19.87 & -20.97 & -16.6 \\ -16.6 & -20.97 & -23.95 & -31 \\ -20.97 & -16.6 & -31 & -23.35 \end{pmatrix} \text{ pour la configuration à 4 éléments}$$

La corrélation des diagrammes est inférieure à 0,12. Les diagrammes, mesurés en chambre anéchoïque, sont présentés Figure 32 à Figure 35.

Le rayonnement en E_θ prédomine devant le rayonnement en E_ϕ . La directivité des diagrammes est de l'ordre de 2,65 dB. Les deux premiers éléments rayonnent entre 120° et 150° en θ . Les éléments 3 et 4 ont un rayonnement symétrique aux éléments 1 et 2 par rapport à l'axe $\theta=90^\circ$. Ils rayonnent entre 30° et 60° en θ . Les éléments 1 et 2, et les éléments 3 et 4, rayonnent de façon symétrique par rapport à l'axe $\phi=0^\circ$.

Cette antenne est particulièrement intéressante de par ses quatre éléments rayonnants à diversité de diagramme et ses pertes extrêmement faibles en bande UMTS.

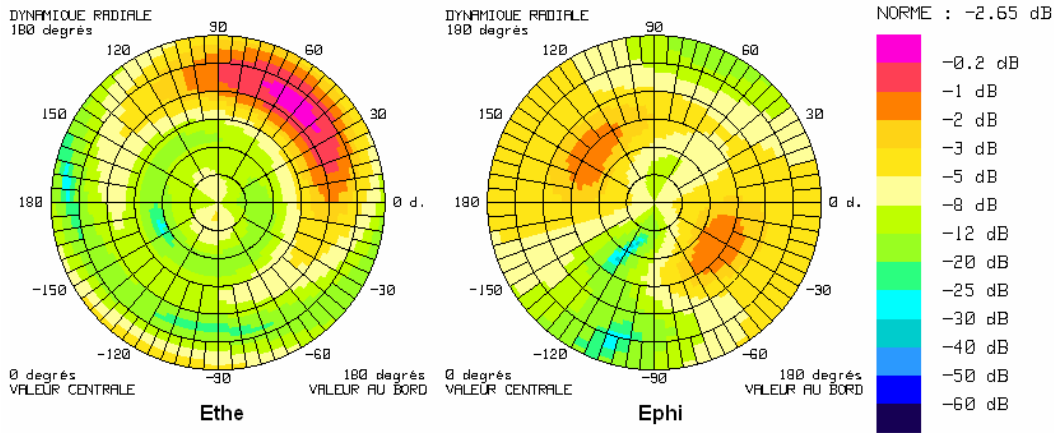


Figure 32 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 de la configuration à quatre éléments (LEAT)

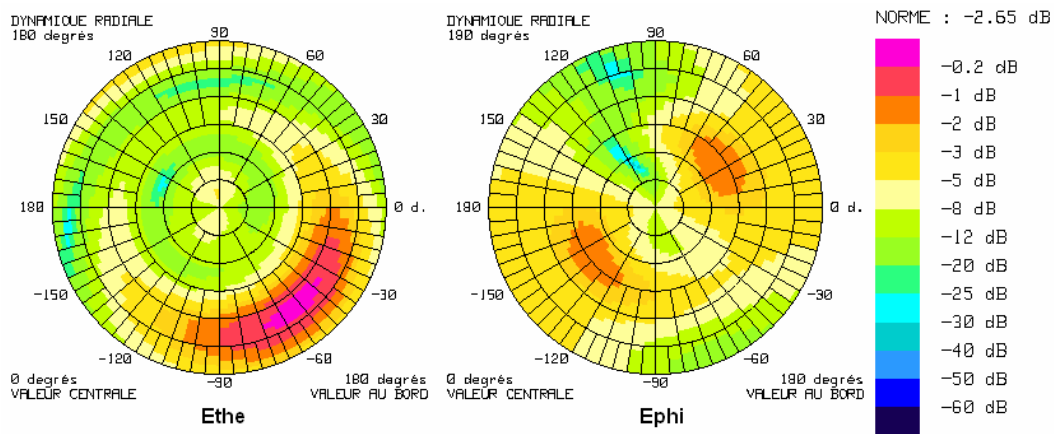


Figure 33 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 de la configuration à quatre éléments (LEAT)

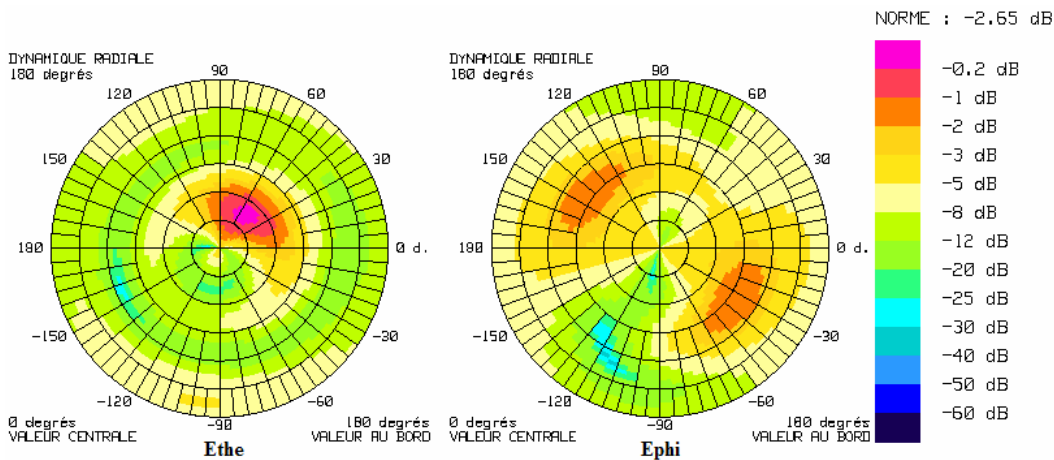


Figure 34 : Diagramme de rayonnement de l'élément 3 de la configuration à quatre éléments (LEAT)

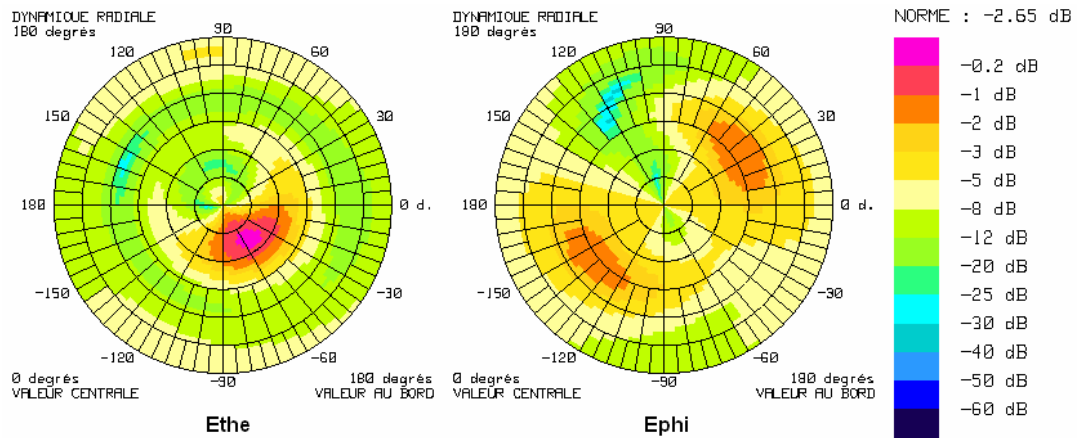


Figure 35 : Diagramme de rayonnement de l'élément 4 de la configuration à quatre éléments (LEAT)

3.1.3 Collaboration France Telecom / CEA-LETI

La collaboration entre France Télécom R&D et le CEA-LETI de Grenoble dans le cadre du projet RNRT LAO TSEU a permis d'étudier l'antenne (Figure 36) conçue par le CEA-LETI pour ce projet [Rud06]. Cette antenne est composée de deux éléments rayonnants combinés co-localisés implantés sur un plan de masse de dimensions 50x100 mm². Le premier élément est de type PIFA et le second de type fente. La structure a été optimisée en bande ISM (2,4-2,5 GHz). Dans cette bande, les pertes sont extrêmement faibles (moins de 1,5 %) et les éléments totalement découplés.

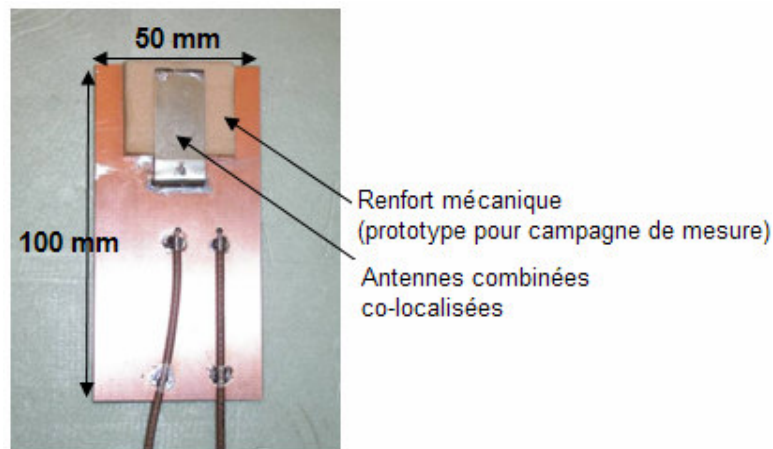


Figure 36 : Antennes de téléphonie mobile du CEA-LETI à deux éléments rayonnants

A 2,5 GHz, la matrice S est de la forme suivante :

$$S_{Cea-Leti}(dB) = \begin{pmatrix} -19 & -38 \\ -38 & -19.5 \end{pmatrix} \text{ à } 2.5 \text{ GHz}$$

La Figure 37 et la Figure 38 représentent les diagrammes de rayonnement de chaque élément à 2,5 GHz. Le premier élément (PIFA) a un rayonnement en E_θ prédominant de l'ordre de 1,5 dB de directivité. Il rayonne principalement autour de $\varphi=180^\circ$ et $\theta=120^\circ$. Le second élément (fente) a un rayonnement en E_ϕ prédominant. La directivité maximum est de 2,48 dB pour $30^\circ < \theta < 60^\circ$ et autour de l'axe (0x). L'antenne présente de la diversité de polarisation.

Les diagrammes de rayonnement à 2 GHz sont similaires à ceux présentés précédemment à 2,5 GHz. Nous avons donc choisi de conserver les valeurs des diagrammes à 2,5 GHz pour notre étude en bande UMTS sans inclure les pertes éventuelles dues au changement de fréquence.

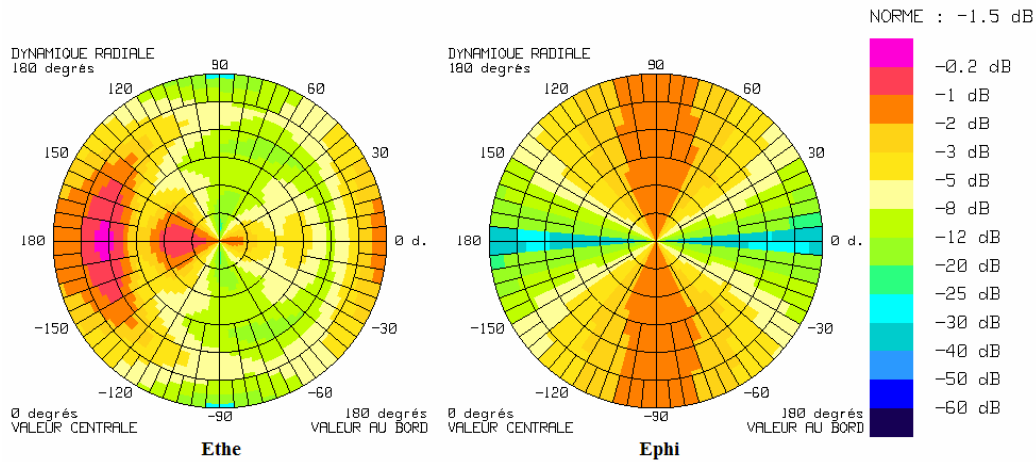


Figure 37 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 (CEA-LETI)

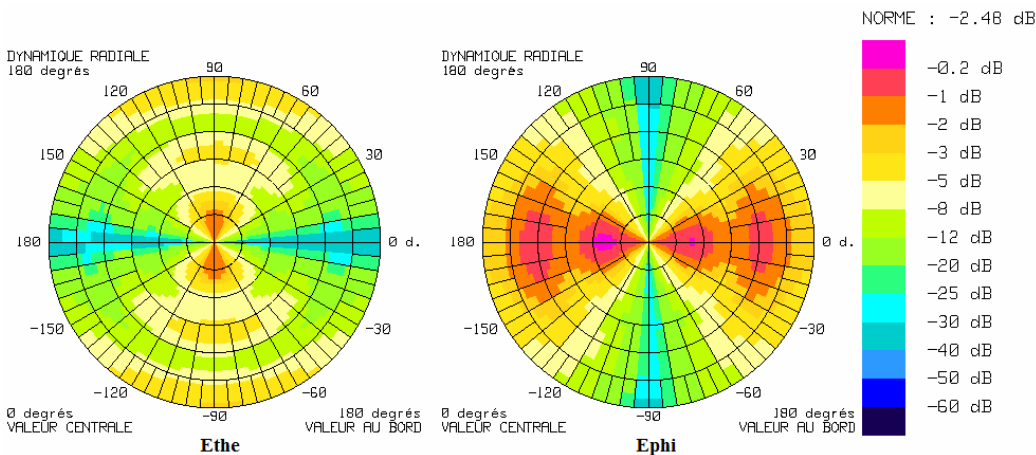


Figure 38 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 (CEA-LETI)

3.1.4 Antenne du projet 4MORE

L'antenne du projet 4MORE (Figure 39) fonctionne autour de 5 GHz pour des applications de la norme 802.11b (bande 5,15-5,25 GHz). Le projet européen 4MORE lancé en début 2004 a pris fin en juin 2006. Il s'attachait à poursuivre les études sur les interfaces radio combinant les techniques multi-porteuses (OFDM) et les technologies multi-antennaires (MIMO) dans un contexte cellulaire mobile Beyond 3G (B3G).

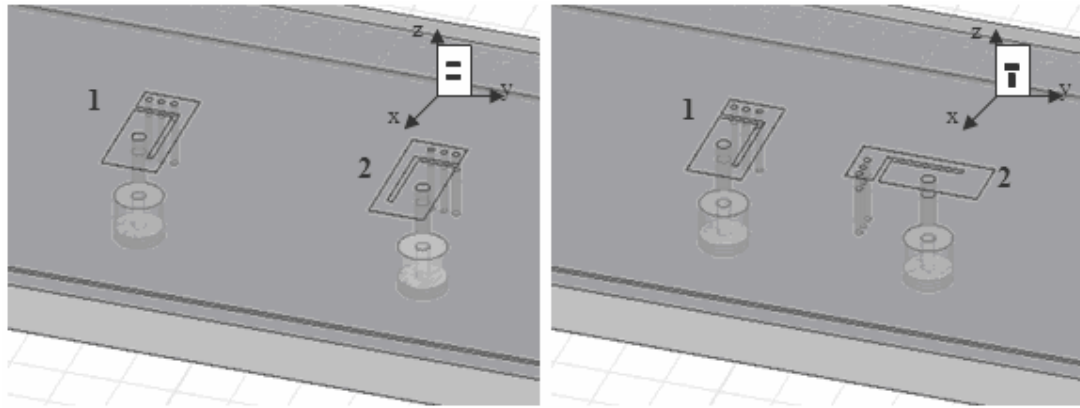


Figure 39 : Antennes 4MORE pour téléphone mobile à 5GHz (configuration parallèle à gauche, configuration orthogonale à droite)

Nous disposons de deux configurations d'antennes : l'une avec deux éléments placés de façon parallèle, une autre avec deux éléments placés de façon orthogonale implantés sur un plan de masse de taille 50x100 mm². La géométrie des éléments est identique à celle des antennes à substrat du projet ANTECH mais les éléments sont positionnés cette fois-ci au centre du plan de masse. Chaque élément est composé d'un patch PIFA (5x12 mm² soit $\lambda/12 \times \lambda/5$) court-circuité avec le plan de masse par 3 cylindres et alimenté par un câble coaxial. Le substrat est de type Rogers RT/Duroid ($\epsilon_r=2,2$, épaisseur=1,524 mm). La couche d'air a été optimisée à 4,476 mm. La distance entre les éléments parallèles a été optimisée à 9,70 mm ($\approx \lambda/6$) et celle entre les éléments perpendiculaires à 3,65 mm ($\approx \lambda/16$) en vue de minimiser le couplage inter-éléments.

A 5 GHz, la matrice S est de la forme suivante :

$$\mathbf{S}_{para}(dB) = \begin{pmatrix} -17.5 & -11.5 \\ -11.5 & -17.5 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \mathbf{S}_{ortho}(dB) = \begin{pmatrix} -16 & -10.1 \\ -10.1 & -12 \end{pmatrix}$$

Dans les deux configurations, les antennes sont parfaitement adaptées à 5 GHz et le couplage inter-éléments est faible (moins de 10% de pertes).

La corrélation des diagrammes est plus élevée en configuration orthogonale (0,26) qu'en configuration parallèle (0,08) mais reste inférieure à 0,3. Les diagrammes sont présentés Figure 40 à Figure 43.

En configuration parallèle, le rayonnement en E_φ est légèrement plus important. Les éléments rayonnent principalement entre 30° et 60° en φ et autour de $\theta=90\pm30^\circ$ en E_φ . En E_θ , le rayonnement est maximum autour de $\varphi=0^\circ$ et entre 30° et 60° en θ pour le premier élément et entre 120° et 150° pour le second. Pour la configuration orthogonale, les deux éléments rayonnent principalement en E_θ autour de $\varphi=0^\circ$. Le rayonnement en E_φ est environ 0,8 dB plus faible. Le premier élément rayonne entre 30° et 60° et le second entre 120 et 150° en θ . En ce qui concerne le champ E_φ , le premier élément rayonne pour $60^\circ < \theta < 90^\circ$ et $30^\circ < \varphi < 60^\circ$. Le second élément rayonne pour $90^\circ < \theta < 120^\circ$ et $-60^\circ < \varphi < -30^\circ$. Les directivités sont comprises entre 4,25 et 4,95 dB. On exploitera la diversité de diagramme de ces deux configurations lors de l'évaluation de la capacité MIMO.

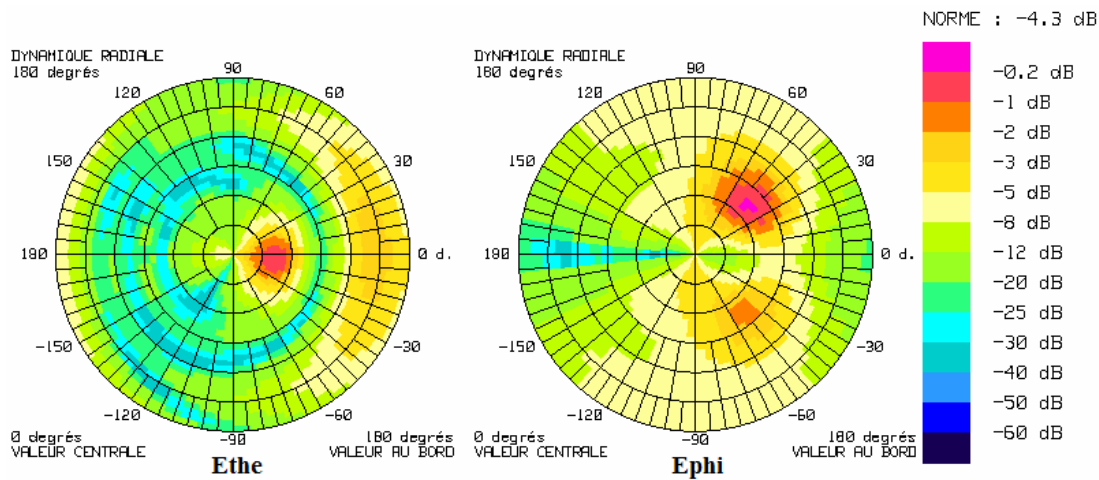


Figure 40 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 en configuration parallèle à 5 GHz (projet 4MORE)

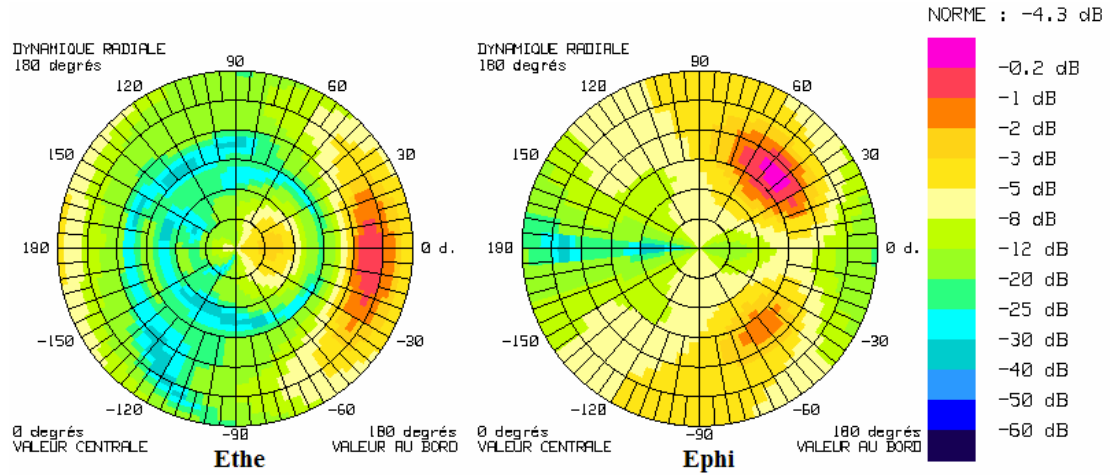


Figure 41 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 en configuration parallèle à 5 GHz (projet 4MORE)

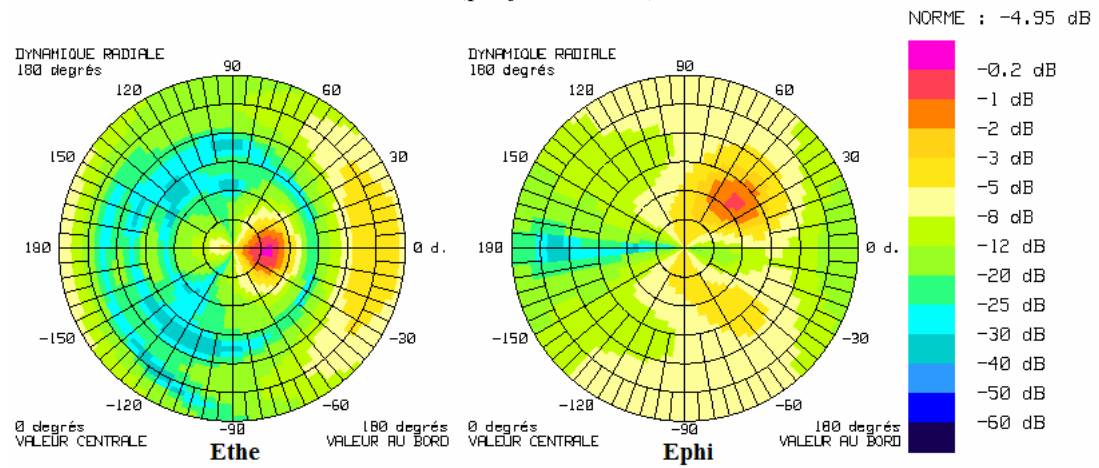


Figure 42 : Diagramme de rayonnement de l'élément 1 en configuration orthogonale à 5 GHz (projet 4MORE)

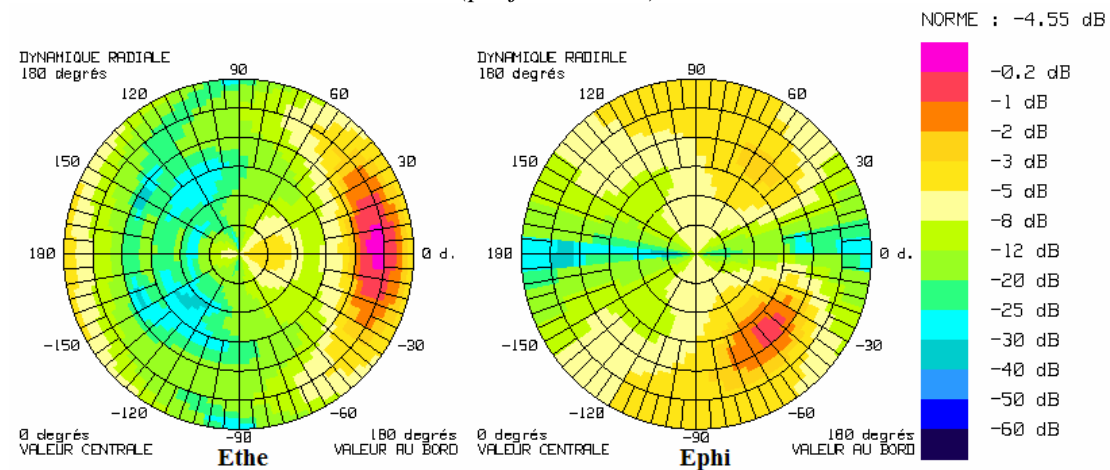


Figure 43 : Diagramme de rayonnement de l'élément 2 en configuration orthogonale à 5 GHz (projet 4MORE)

3.1.5 Antenne isotrope

Nous avons choisi enfin de comparer les performances MIMO avec celles d'un système composé d'antennes isotropes en polarisation verticale, c'est-à-dire que le champ E_θ vaut 0 dB quels que soient les angles θ et φ et le champ E_φ est inexistant. La directivité de cette antenne est égale à 0 dB. Cette antenne ne peut pas être physiquement réalisable mais elle servira de point de comparaison dans la simulation de la capacité par rapport à des antennes réelles plus directives. Sur ce type d'antenne, seule la diversité d'espace est envisageable. Nous prendrons ici une distance de 5 cm entre les éléments pour conserver une largeur de plan de masse raisonnable pour un mobile.

3.1.6 Conclusion

Nous disposons maintenant de plusieurs antennes différentes par leurs pertes, leur directivité ou leur diversité. Les performances de ces différents types d'antennes seront comparées à celles des antennes réalisées pour le projet ANTECH dans le Chapitre 4.

3.2 Antennes de station de base

Les antennes de station de base ont pour rôle de couvrir l'espace cellulaire le plus uniformément possible avec un minimum de puissance et d'interférences intercellulaires. Ces antennes sont le plus souvent omnidirectionnelles dans les régions rurales ou sectorielles dans les régions urbaines à forte concentration en terminaux mobiles et au trafic élevé. D'autres types d'antennes sont utilisés pour des environnements plus spécifiques tels que les tunnels ou les "hot spots".

Les antennes passives actuellement en service ont un faible faisceau vertical ($\approx 6^\circ$) et un large faisceau horizontal ($\approx 60^\circ$). Elles travaillent en polarisation $\pm 45^\circ$ bien que la polarisation verticale et la polarisation circulaire soient toujours utilisées par certaines stations de base. Les principaux éléments rayonnants à double polarisation utilisés sont de type patch (carré, circulaire, en croix) ou dipôle avec un plan de masse sur la face arrière de l'antenne. Ce type d'élément permet un diagramme de rayonnement dans le plan horizontal avec un contrôle de la largeur du faisceau et de la polarisation.

La nouvelle génération d'antennes de station de base présente quelques changements. Le caractère multi-bandes est maintenant requis en vue de combiner plusieurs services sur une

même antenne. De plus, la même station doit être utilisable par plusieurs opérateurs pour réduire l'implantation de stations. Pour cela, on utilisera des antennes dites "intelligentes". Les antennes "intelligentes" offrent la possibilité de modifier leur diagramme de rayonnement en fonction de la position de l'utilisateur, et de la direction et de l'intensité des interférences. Elles permettent d'augmenter la capacité et la couverture des réseaux tout en contrôlant les interférences et en proposant de nouveaux services comme la localisation. Cependant, elles demeurent chères et complexes d'un point de vue technologique en raison de la rapidité du traitement digital requis, et sont de grande taille.

Dans cette partie nous présentons les trois antennes de station de base utilisées dans la simulation de capacité MIMO : l'antenne du projet PAESTUM et celle du projet SATURN à 2 GHz, et celle du projet 4MORE à 5 GHz. Ces trois antennes sont toutes composées du même élément de base. Cet élément de base est ensuite disposé en colonnes arrangées de façon verticale pour l'antenne du projet PAESTUM et à $\pm 45^\circ$ pour les antennes des projets SATURN et 4MORE.

L'élément rayonnant de base des antennes est un dipôle gravé sur du substrat duroïd ($\epsilon_r=2,2$, hauteur=1,524 mm). Il est alimenté par l'intermédiaire d'une ligne micro-ruban 50Ω disposée sur la face opposée du substrat (Figure 44). L'adaptation se fait à l'aide de deux stubs : un stub série représenté par l'extrémité de la ligne micro-ruban et un stub parallèle correspondant à la fente située au centre du dipôle.

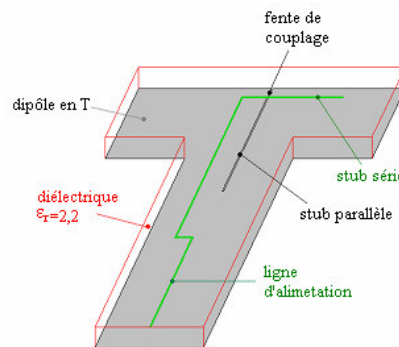


Figure 44 : Dipôle en T

3.2.1 Antenne du projet PAESTUM

Le projet RNRT PAESTUM, labellisé en juillet 1998, proposait une étude algorithmique permettant d'analyser les différentes alternatives de traitement pour antennes adaptatives, la réalisation d'un démonstrateur permettant la mise en œuvre de ces algorithmes ainsi qu'une expérimentation dans des conditions variées. L'antenne de station de base réalisée par France Télécom [Sab03] fonctionne dans la bande de fréquence UMTS.

Afin de se placer dans des conditions proches des antennes GSM où chaque élément rayonnant présente un gain de l'ordre de 10 à 12 dBi, on associe quatre dipôles. Chacun de ces quatre dipôles est excité avec la même amplitude et la même phase. La simulation de l'élément de base avec le logiciel SR3D [Rat94] a permis de déterminer la distance entre les dipôles pour constituer l'élément de base de l'antenne réseau.

L'antenne PAESTUM, est composée de 6 rangées parallèles de 4 dipôles chacune. Les rangées 0 et 5 sont utilisées pour la symétrie du couplage entre les antennes, celles de 1 à 4 (Figure 45) sont utilisées pour l'émission du signal. Les rangées sont espacées de 54 mm soit environ $0,37 \lambda$ à 2 GHz.

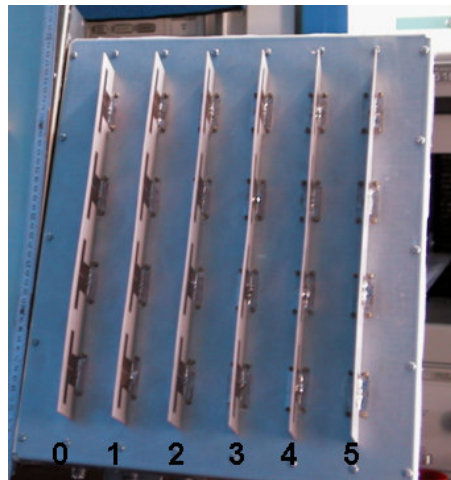


Figure 45 : Antenne de station de base Paestum

Les pertes sont faibles : inférieures à 15% pour la désadaptation et à 6% pour le couplage. La matrice **S** pour les 4 rangées utilisées est de la forme suivante :

$$\mathbf{S}_{Paestum}(dB) = \begin{pmatrix} -8 & -12.5 & -19 & -25 \\ -12.5 & -8 & -12.5 & -20 \\ -19 & -12.5 & -8 & -13 \\ -25 & -20 & -13 & -8 \end{pmatrix}$$

Le coefficient de corrélation des diagrammes entre les différentes rangées de dipôles (1 à 4) est inférieur à 0,3. Le champ E_ϕ est faible. Par contre, le champ E_θ a une direction de rayonnement privilégiée autour de $\theta=90^\circ$ et pour :

- $\phi = -27^\circ$ (sortie 1)
- $\phi = -7^\circ$ (sortie 2)
- $\phi = 7^\circ$ (sortie 3)
- $\phi = 27^\circ$ (sortie 4)

Rappelons que le diagramme de rayonnement est évalué pour une antenne placée de façon verticale dans le plan (Oyz) et pointant dans la direction des x positifs.

Les directivités des diagrammes de rayonnement sont de l'ordre de 11 à 13 dB. Les diagrammes mesurés en chambre anéchoïque sont de la forme suivante (Figure 46-Figure 51) :

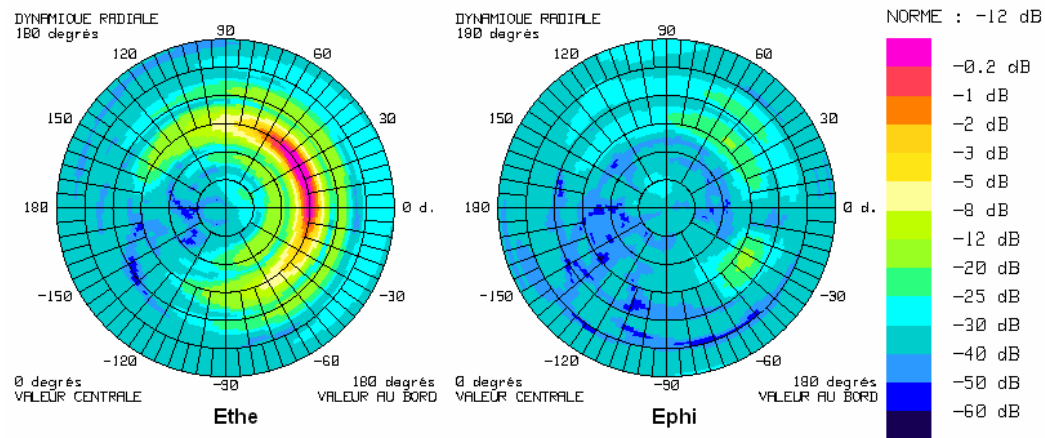


Figure 46 : Diagramme de rayonnement de la rangée 0 (projet PAESTUM)

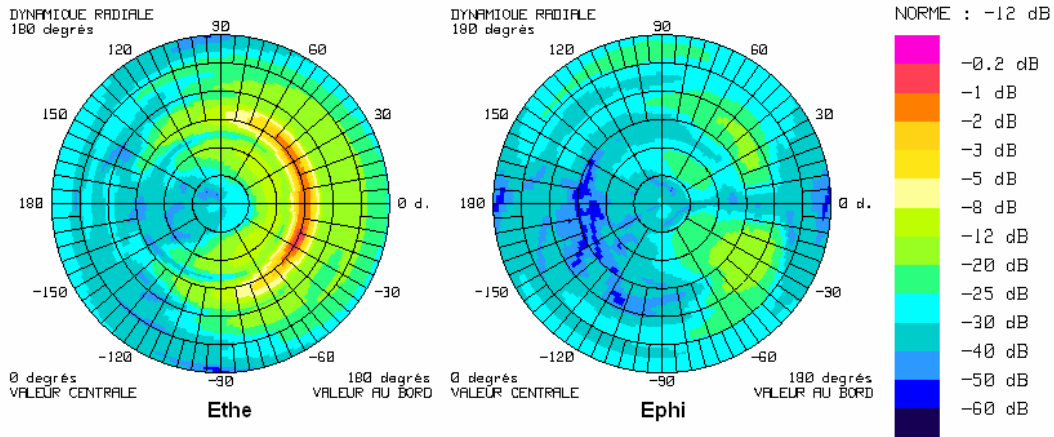


Figure 47 : Diagramme de rayonnement de la rangée 1 (projet PAESTUM)

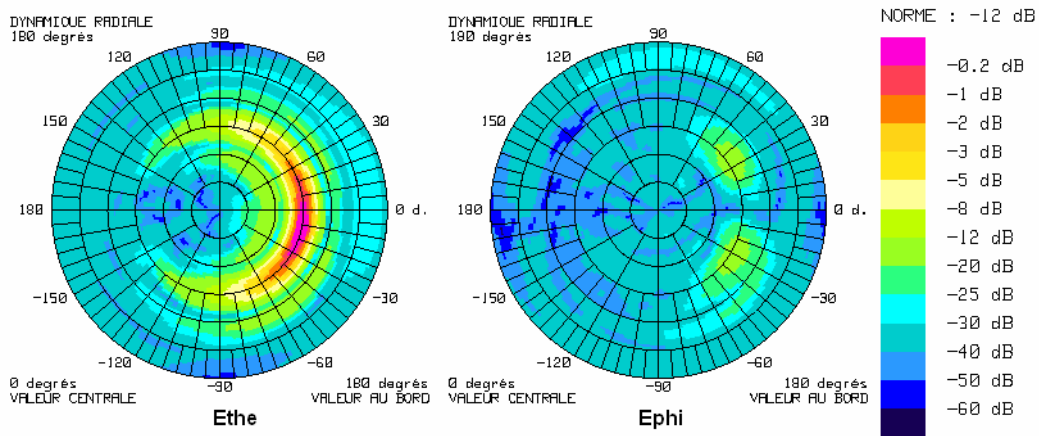


Figure 48 : Diagramme de rayonnement de la rangée 2 (projet PAESTUM)

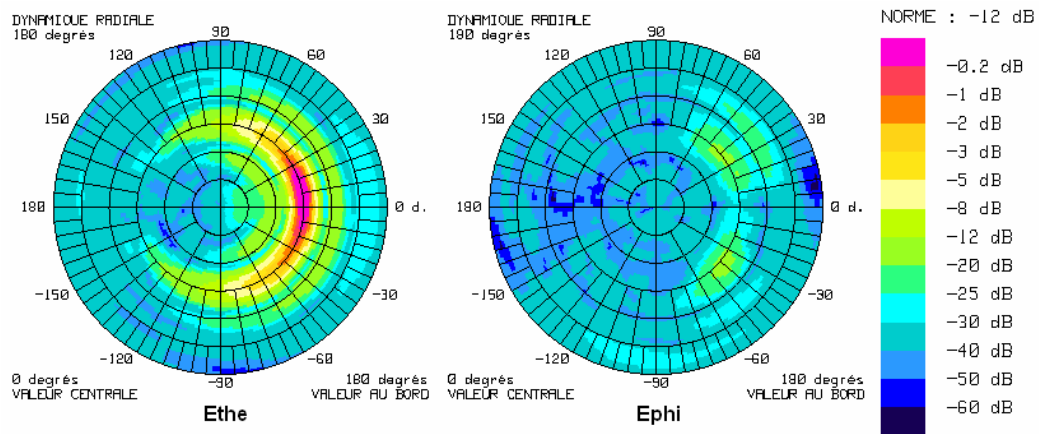


Figure 49 : Diagramme de rayonnement de la rangée 3 (projet PAESTUM)

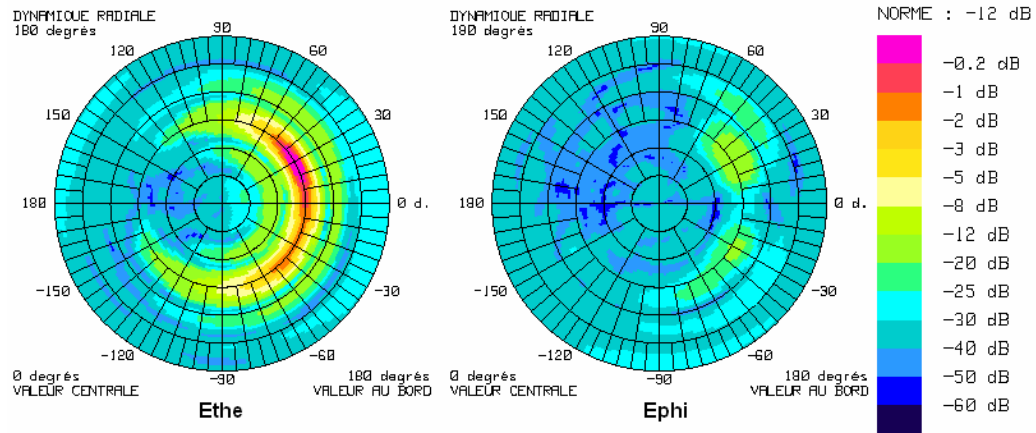


Figure 50 : Diagramme de rayonnement de la rangée 4 (projet PAESTUM)

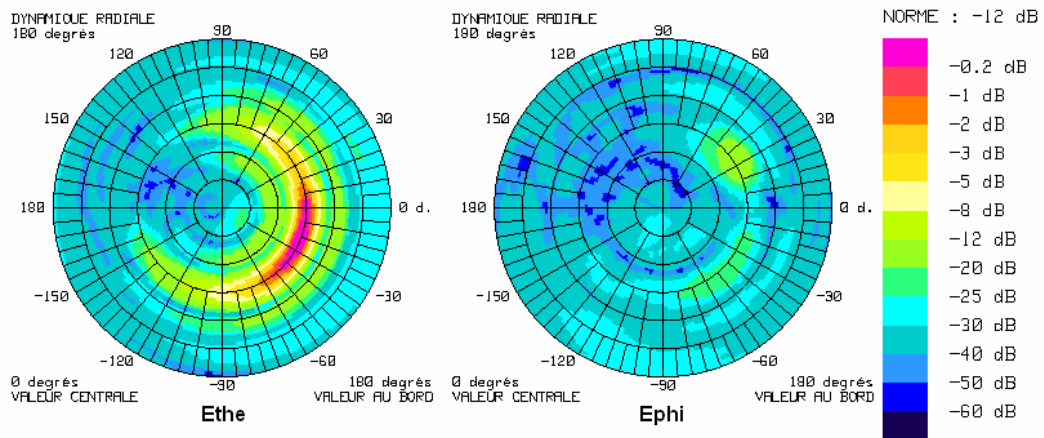


Figure 51 : Diagramme de rayonnement de la rangée 5 (projet PAESTUM)

3.2.2 Antenne du projet SATURN

Le projet IST SATURN, lancé en février 2000, consistait en l'étude des possibilités des antennes adaptatives pour le haut débit sans fil autour de 2 GHz.

L'antenne réalisée fonctionne dans la bande UMTS. Elle est composée de 4 rangées de 4 dipôles chacune. Les dipôles sont similaires aux précédents mais disposés différemment. Les dipôles de deux rangées consécutives sont placés de façon perpendiculaire à $\pm 45^\circ$ en vue d'obtenir de la diversité de polarisation (Figure 52).

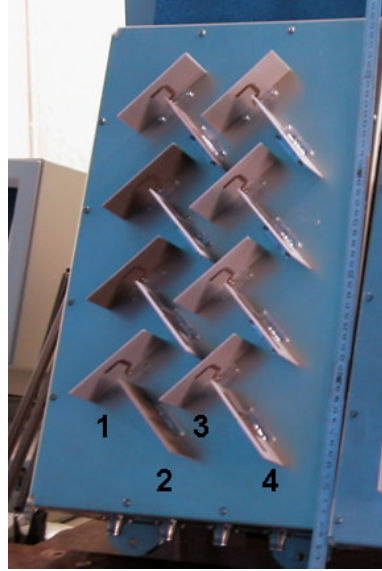


Figure 52 : Antenne de station de base SATURN

Les pertes sont très faibles (<0,4%). La matrice \mathbf{S} pour les 4 rangées est de la forme suivante :

$$\mathbf{S}_{Saturn}(dB) = \begin{pmatrix} -30 & -26 & -26 & -26.5 \\ -26 & -25 & -33 & -23.5 \\ -26 & -33 & -24 & -28 \\ -26.5 & -23.5 & -28 & -25 \end{pmatrix}$$

La directivité des champs E_θ et E_φ est quasiment identique (≈ 11 dB). Le rayonnement est maximum pour $\theta=90^\circ$. Les antennes rayonnent principalement autour de $\varphi=0^\circ$ pour E_φ , et entre $\varphi=-30^\circ$ et $\varphi=30^\circ$ pour E_θ selon la rangée de dipôles. Le coefficient de corrélation entre les différentes rangées est extrêmement faible (<0,015). Les diagrammes sont de la forme suivante (Figure 53-Figure 56) :

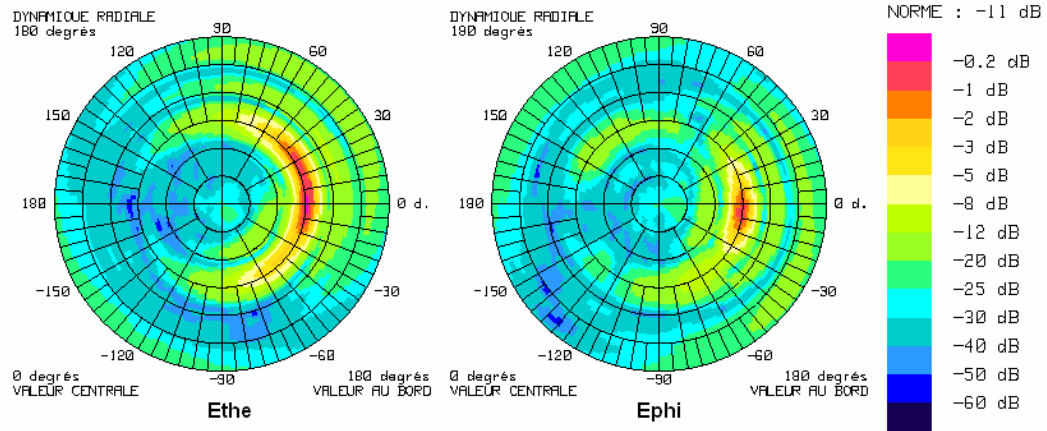


Figure 53 : Diagramme de rayonnement de la rangée 1 (projet SATURN)

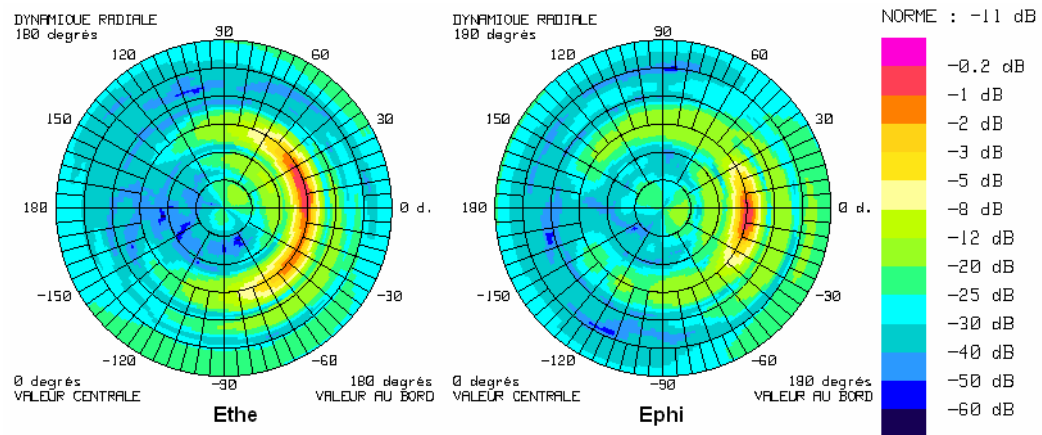


Figure 54 : Diagramme de rayonnement de la rangée 2 (projet SATURN)

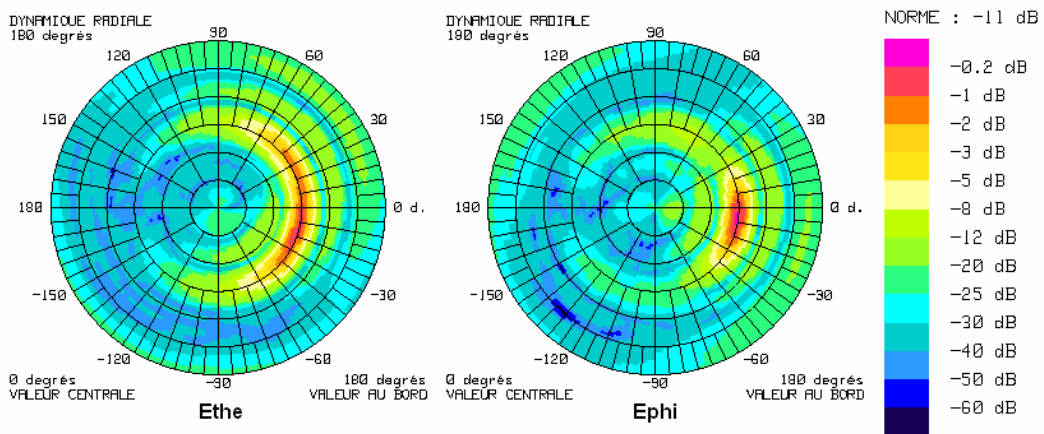


Figure 55 : Diagramme de rayonnement de la rangée 3 (projet SATURN)

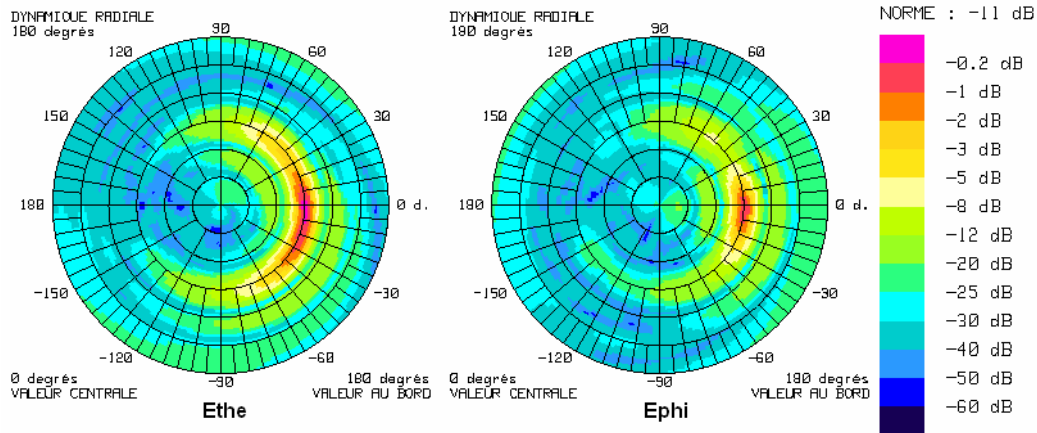


Figure 56 : Diagramme de rayonnement de la rangée 4 (projet SATURN)

3.2.3 Antenne du projet 4MORE

L'antenne de station de base du projet 4MORE réalisée par France Telecom est composée de deux rangées de dix dipôles chacune, et est polarisée à $\pm 45^\circ$ (Figure 57). Cette antenne fonctionne autour de 5 GHz et sera utilisée pour les simulations en extérieur.

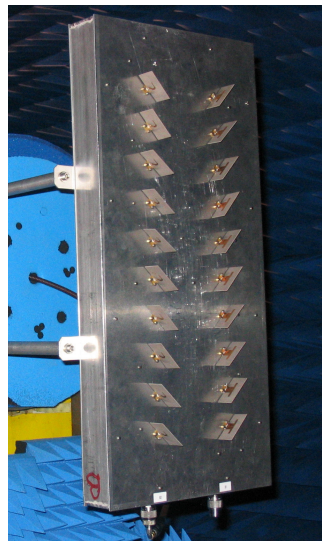


Figure 57 : Antenne 4more pour l'extérieur en test dans la chambre anéchoïque à La Turbie (France Télécom)

A 2 GHz, les performances sont les suivantes :

$$\mathbf{S}_{4more_outdoor}(dB) = \begin{pmatrix} -20.8 & -25 \\ -25 & -13.97 \end{pmatrix}$$

Le coefficient de corrélation est inférieur à 0,02. Les diagrammes sont présentés sur la Figure 58 et la Figure 59.

Le premier élément rayonne principalement en E_θ dans la direction $\theta=85^\circ$ et $\varphi=0^\circ$. Le second élément rayonne principalement en E_φ dans la direction $\theta=85^\circ$ et $\varphi=0^\circ$. Les directivités des deux éléments sont de l'ordre de 15,5 dB. L'ouverture de cette antenne à -3 dB est faible ($\approx 20^\circ$).

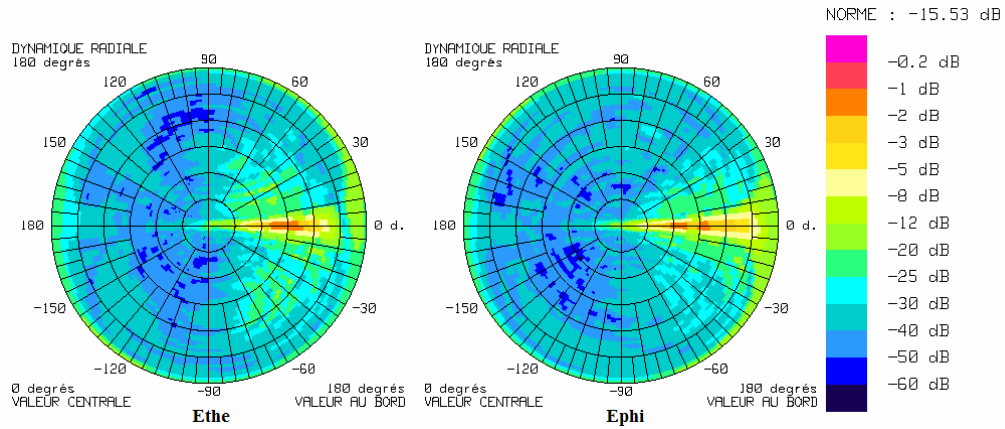


Figure 58 : Diagramme de rayonnement de la rangée 1 (projet 4MORE)

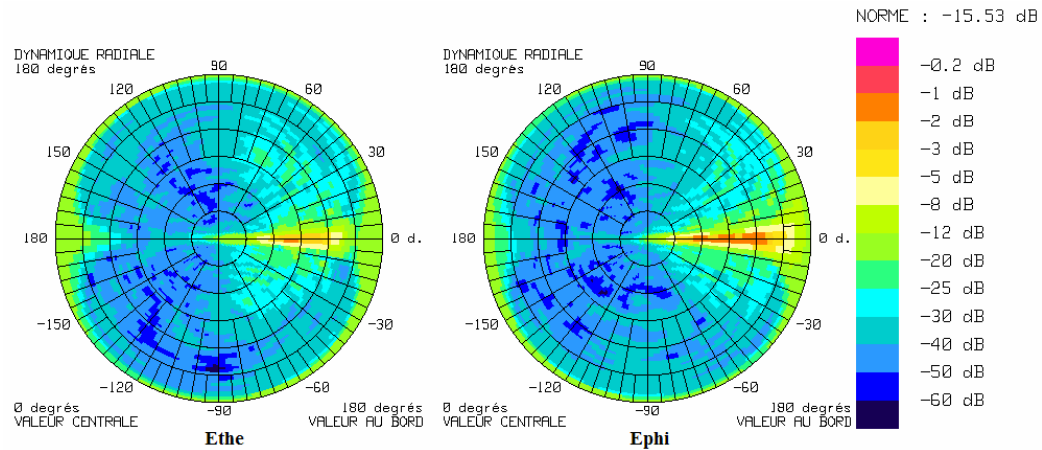


Figure 59 : Diagramme de rayonnement de la rangée 2 (projet 4MORE)

Pour les simulations en intérieur à 5 GHz, nous utiliserons une antenne composée de deux dipôles simples polarisés verticalement et espacés arbitrairement de 10 cm. Nous considérons que les coefficients de transmission et de réflexion sont inférieurs à -10 dB et le coefficient de corrélation des diagrammes égal à 1.

3.2.4 Conclusion

Nous connaissons maintenant parfaitement les caractéristiques des différentes antennes de station de base que nous utiliserons pour évaluer la capacité dans le Chapitre 4. A 2 GHz, nous avons une antenne à diversité de diagramme et une antenne à diversité de polarisation. A 5 GHz, nous avons une antenne à diversité de polarisation pour l'extérieur et une antenne à diversité d'espace pour l'intérieur.

Le Tableau 8 de la page suivante résume les caractéristiques essentielles des antennes (nombre d'éléments rayonnants, pertes, diagrammes de rayonnements) des antennes de mobile et de station de base utilisées pour évaluer les performances des systèmes MIMO dans le Chapitre 4.

4 Tableau récapitulatif

Antenne	Nom abrégé	Nb d'éléments rayonnants	Pertes par désadaptation	Pertes par couplages	Corrélation des diagrammes	Directivité
Station mobile	ANTECH parallèle	2	2 %	10 %	0,023	$\approx 1,45$ dB
	ANTECH perpendiculaire	2	13 %	6 %	0,18	2 à 3 dB
	ERMITAGES	2	1 %	50 %	0,003	≈ 5 dB
	LEAT	4	1 %	3 %	$<0,12$	2,5 à 3 dB
	CEA	2	80 %	0,1 %	0,009	1,5 à 2,5 dB
	4MORE parallèle	2	2 %	7 %	0,08	≈ 4 dB
	4MORE perpendiculaire	2	6 %	10 %	0,26	≈ 5 dB
	Isotrope	2	1 %	1 %	1	0 dB
	PAESTUM	4	15 %	5 %	$<0,3$	11,5 à 13 dB
	SATURN	4	0,4 %	0,4 %	$<0,015$	≈ 11 dB
Station de base	4m	2	4 %	0,3 %	0,02	≈ 15 dB

Tableau 8 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des antennes de station mobile et de station de base étudiées à 2 GHz

Chapitre 3 Méthode d'évaluation de la capacité MIMO

1 Modélisation numérique de la capacité MIMO	73
1.1 Introduction	73
1.2 Connaissance du canal à l'émetteur	75
1.3 Matrice de transfert du canal	79
1.4 Capacités de référence	80
2 Le simulateur complet de capacité MIMO.....	81
2.1 Fichier E/S du simulateur	82
2.2 Le modèle de propagation GRIMM	84
2.3 Les modèles MASCARAA	91
2.4 Organigramme du simulateur de capacité	93

Le critère de performance le plus général d'un système MIMO est sa capacité. Il représente un optimum que les différentes techniques de communication cherchent à atteindre. La capacité est le taux de transfert maximum de l'information sans erreur mesuré en bit par seconde par Hertz. L'évaluation de la capacité d'un système MIMO dépend d'hypothèses concernant le canal de propagation. Après avoir introduit l'évaluation de la capacité selon différentes hypothèses, ce chapitre présente le simulateur complet de capacité MIMO que nous avons réalisé. Ce simulateur inclut à la fois les caractéristiques du canal de propagation et des antennes.

1 Modélisation numérique de la capacité MIMO

1.1 Introduction

Dans cette partie, nous présentons la modélisation numérique de la capacité MIMO en fonction de l'état de connaissance du canal à l'émetteur et de la normalisation de la matrice de transfert du canal. Nous présentons également deux capacités de référence : la capacité i.i.d. de Rayleigh et la capacité SISO.

Nous supposons dans la suite que le canal est non sélectif en fréquence, c'est-à-dire que la fonction de transfert dans la bande est constante. Le modèle du signal reçu d'un système à nt antennes d'émission et nr antennes de réception s'écrit sous la forme :

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{s}} + \bar{\mathbf{n}} \quad [\text{Eq.14}]$$

avec $\bar{\mathbf{s}}$ le vecteur $(nt,1)$ du signal émis de covariance \mathbf{Q}

$\bar{\mathbf{x}}$ le vecteur $(nr,1)$ du signal reçu

\mathbf{H} la matrice (nr, nt) des coefficients du canal entre chaque antenne d'émission et chaque antenne de réception

$\bar{\mathbf{n}}$ le vecteur $(nr,1)$ de bruit blanc gaussien de covariance $N\mathbf{I}_{nr}$

La matrice de covariance des symboles émis est de la forme suivante :

$$\mathbf{Q} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{W}^H \quad [\text{Eq.15}]$$

avec \mathbf{W} la matrice des pondérations sur chaque antenne et \mathbf{P} la matrice de répartition des puissances.

Le calcul de la capacité d'un tel système a déjà été démontré [Fos98]. De ce fait, ces calculs ne sont pas repris en détail dans ce mémoire. Nous baserons tous les calculs sur la formulation suivante :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N} \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad [\text{Eq.16}]$$

Cette capacité est appelée capacité instantanée du canal et dépend de la valeur instantanée du canal. Il est possible de maximiser la capacité en choisissant judicieusement la matrice \mathbf{Q} de répartition des signaux à émettre. Cette opération dépend de l'état de connaissance du canal au niveau de l'émetteur. Dans tous les cas, on impose comme contrainte que la puissance totale émise ne dépasse pas une certaine quantité P_{max} telle que $\text{Tr}(\mathbf{Q}) \leq P_{max}$.

1.2 Connaissance du canal à l'émetteur

1.2.1 Canal inconnu à l'émetteur

Lorsque le canal est inconnu à l'émetteur, une stratégie d'émission consiste à envoyer des symboles indépendants sur chaque antenne et à leur allouer la même puissance (BLAST). La matrice de covariance optimale vaut alors :

$$\mathbf{Q} = \frac{P_{max}}{nt} \mathbf{I}_{nr} \quad [\text{Eq.17}]$$

L'expression de la capacité optimale devient :

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{P_{max}}{N \cdot nt} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right) \\ \Rightarrow C &= \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{\rho}{nt} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right) \end{aligned} \quad [\text{Eq.18}]$$

$$\Rightarrow C = \sum_{i=1}^{\min(nt, nr)} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{nt} \lambda_i \right) \quad [\text{Eq.19}]$$

avec $\rho = \frac{P_{max}}{N}$ le rapport signal à bruit et où les $\lambda_i, i \in [1, R = \min(nt, nr)]$ sont les valeurs propres de la matrice $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ si $nr \leq nt$ ou de la matrice $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ si $nr > nt$.

1.2.2 Canal connu

Lorsque le canal est connu à l'émetteur, la technique optimale consiste à émettre suivant les modes propres du canal. Ces modes propres se déduisent de la décomposition en valeur singulière du canal :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \quad [\text{Eq.20}]$$

avec \mathbf{U} et \mathbf{V} deux matrices orthogonales de taille (nr, R) et (nt, R)

\mathbf{D} la matrice diagonale de taille (R, R) composée des valeurs propres de \mathbf{H} i.e. $\sqrt{\lambda_i}$

L'émission selon les modes propres consiste à prendre pour matrice de pondération

$\mathbf{W}=\mathbf{V}$

On a donc d'après Eq. 15 :

$$\mathbf{Q} = \mathbf{V}\mathbf{P}\mathbf{V}^H \quad [\text{Eq.21}]$$

Le récepteur construit le vecteur $\vec{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \vec{\mathbf{x}}$. On a alors d'après Eq. 14 et Eq. 16 :

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N} (\mathbf{U}^H \mathbf{H}) \mathbf{Q} (\mathbf{U}^H \mathbf{H})^H \right) \right] \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N} (\mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H) \mathbf{Q} (\mathbf{V} \mathbf{D}^H \mathbf{U}^H \mathbf{U}) \right) \right] \quad \text{d'après Eq.20} \\ &= \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N} (\mathbf{D} \mathbf{V}^H) \mathbf{V} \mathbf{P} \mathbf{V}^H (\mathbf{V} \mathbf{D}^H) \right) \right] \quad \text{d'après Eq.21} \\ &\Rightarrow C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N} \mathbf{D} \mathbf{P} \mathbf{D}^H \right) \right] \quad [\text{Eq.22}] \end{aligned}$$

L'allocation des puissances se fait selon la technique dite du *Waterfilling* en fonction des valeurs propres de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ ou $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$:

$$p_i = \max \left(\mu - \frac{N}{\lambda_i}, 0 \right) = \begin{cases} \mu - \frac{N}{\lambda_i} & \text{si } \lambda_i > \frac{N}{\mu} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad [\text{Eq.23}]$$

où μ est choisie de sorte que $\sum_{i=1}^{\min(nt, nr)} p_i = P_{\max}$.

On a donc, d'après Eq.22 :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N} \mathbf{P} \mathbf{D} \mathbf{D}^H \right) \right] \quad \text{avec } \mathbf{I}, \mathbf{P}, \mathbf{D} \text{ des matrices diagonales}$$

$$= \sum_{i=1}^{\min(nt, nr)} \log_2 \left(1 + \frac{1}{N} p_i \lambda_i \right)$$

D'après Eq.23, on obtient :

$$C = \sum_{i=1}^{\min(nt, nr)} \log_2 \left(\max \left(\frac{\mu \lambda_i}{N}, 1 \right) \right) \quad [\text{Eq.24}]$$

La technique du *Waterfilling* peut s'interpréter à l'aide d'une analogie avec des tubes remplis d'eau. La puissance affectée à chaque mode propre est représentée par une quantité d'eau versée dans un tube (Figure 60) :

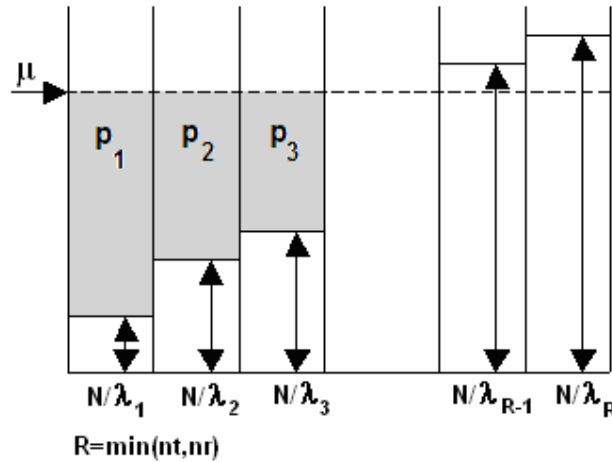


Figure 60 : Illustration de la technique du Waterfilling

À chaque mode propre, on associe un tube dont la hauteur est inversement proportionnelle à la valeur propre du mode. On verse alors dans les tubes une quantité d'eau P_{\max} , de sorte que le niveau d'eau soit le même partout, égal à μ . La quantité d'eau dans chaque tube est égale à p_i .

Dans le cas extrême où une valeur propre est nettement supérieure aux autres, toute la puissance peut être attribuée au mode correspondant : il s'agit alors de *Beamforming*.

1.2.3 Canal partiellement connu

En pratique, la connaissance du canal peut être seulement partielle à cause de la sélectivité temporelle du canal et du temps de retour de l'information du récepteur à l'émetteur. Cependant, il est possible d'exploiter la connaissance partielle du canal à l'émetteur grâce à une statistique relative au canal telle que sa distribution, sa moyenne ou encore sa covariance [Gol03].

La Figure 61 présente les résultats obtenus par Medles [Med02]. Les courbes représentent la capacité moyenne en fonction du rapport signal à bruit selon la connaissance du canal à l'émetteur pour un système MIMO 4x4. Le *Waterfilling*, appliqué dans le cas où le canal est parfaitement connu à l'émetteur (Cas 1), fournit la capacité la plus élevée. La capacité est 30% à 65% plus faible si le canal est inconnu à l'émetteur (Cas 3) contre seulement 16% à 17% si l'émetteur connaît la matrice de covariance du canal (Cas 2).

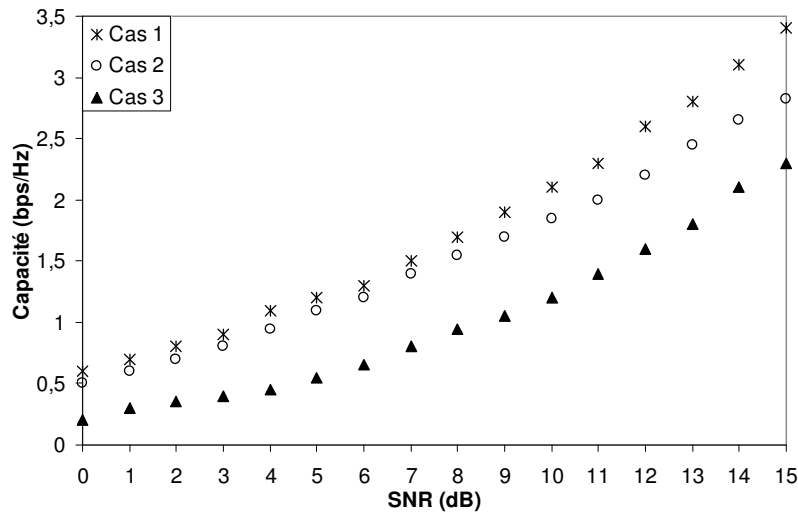


Figure 61 : Capacité moyenne en fonction du degré de connaissance du canal à l'émetteur pour un système 4x4 : connaissance totale (Cas 1), partielle (Cas 2) ou nulle (Cas 3) [Med02]

1.3 Matrice de transfert du canal

1.3.1 Définition

La matrice de transfert du canal caractérise l'environnement de propagation. Elle est définie selon l'Eq.14. Pour un modèle à rayons de K trajets discrets, elle peut être représentée de la façon suivante [Jon01] :

Soit $H_{l,p}$ l'élément complexe de la matrice \mathbf{H} entre le $p^{\text{ième}}$ élément rayonnant de l'antenne d'émission de coordonnées (x_p', y_p', z_p') et le $l^{\text{ième}}$ élément rayonnant de l'antenne de réception de coordonnées (x_l', y_l', z_l') .

Alors :

$$H_{l,p} = \sum_{k=1}^K u_k \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} \left[D(x_p', y_p', z_p', \theta_k', \varphi_k') + D(x_l, y_l, z_l, \theta_k, \varphi_k) \right] + j\Phi_k \right) \quad [\text{Eq.25}]$$

Chaque trajet $k \in [1, K]$ a une amplitude complexe $u_k \exp(j\Phi_k)$. θ_k' et φ_k' sont les DOD en élévation et azimut, et θ_k et φ_k sont les DOA en élévation et azimut.

La distance entre l'élément rayonnant de coordonnées (x, y, z) et le centre de l'antenne, mesurée pour le rayon incident d'angle d'arrivée θ et φ , est :

$$D(x, y, z, \theta, \varphi) = x \cos \theta \cos \varphi + y \cos \theta \sin \varphi + z \sin \theta \quad [\text{Eq.26}]$$

1.3.2 Normalisation

Dans Eq.18, la matrice \mathbf{H} est généralement normalisée de la façon suivante [Fos98, Her02, Ozc03] :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{nr} + \frac{\rho}{nt} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad \text{avec} \quad \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \frac{\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H}{\frac{1}{nt * nr} \sum_{i,j} |h_{i,j,norm}|^2} \quad [\text{Eq.27}]$$

où \mathbf{H}_0 est la matrice de transfert du canal simulée ou mesurée

\mathbf{H}_{norm} est la matrice de normalisation.

Il existe deux façons de normaliser la matrice de transfert du canal selon l'étude.

Dans le premier cas, la matrice est normalisée par rapport au dispositif sous test. On a alors $\mathbf{H}_{norm} = \mathbf{H}_0$. Cette normalisation n'est valable que si les systèmes comparés utilisent le même réseau d'antennes. En effet, cette normalisation supprime le gain apporté par l'antenne.

Dans le deuxième cas, la matrice est normalisée par rapport à une antenne de référence. On a alors $\mathbf{H}_{norm} = \mathbf{H}_{ref}$. Dans ce cas, le gain des antennes est pris en compte et les différents systèmes antennaires sont comparables entre eux. Dans nos simulations, nous avons choisi une antenne de référence isotrope. La matrice de transfert de référence est calculée en réalisant une moyenne sur les déplacements des positions de mobile dans le plan horizontal (Oxy).

Nous avons calculé la capacité instantanée de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 C &= \log_2 \left(\det \left[\mathbf{I}_{nr} + \frac{\rho}{nt} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right) \\
 &\Rightarrow C = \log_2 \left(\det \left[\mathbf{I}_{nr} + \frac{\rho}{nt} \frac{\mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H}{\frac{1}{nr * nt} \sum_{i,j} |h_{i,j,ref}|^2} \right] \right) \\
 &\Rightarrow C = \log_2 \left(\det \left[\mathbf{I}_{nr} + \frac{1}{N * nt} \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^H \right] \right) \quad \text{avec} \quad N = \frac{\frac{1}{nt * nr} \sum_{i,j} |h_{i,j,ref}|^2}{\rho} \quad [\text{Eq.28}]
 \end{aligned}$$

où N est le bruit blanc gaussien et ρ le rapport signal à bruit fixé. La matrice \mathbf{H}_0 est calculée grâce aux diagrammes de rayonnement des antennes et des caractéristiques des rayons.

1.4 Capacités de référence

Nous avons choisi deux capacités de référence : la capacité i.i.d. de Rayleigh qui représente le cas idéal et la capacité SISO pour un système mono-antenne à l'émetteur et au récepteur.

1.4.1 Capacité i.i.d. de Rayleigh

Dans le cas d'une modélisation non physique de type Rayleigh [Fos98], les coefficients d'atténuation entre les émetteurs et les récepteurs sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.). La moyenne des coefficients est nulle, la variance égale à 1. La matrice de transfert du canal n'est plus une fonction ni du temps, ni de l'espace, ni de la fréquence. Chaque terme de la matrice \mathbf{H} entre le $p^{\text{ième}}$ élément rayonnant de l'antenne d'émission et le $l^{\text{ième}}$ élément rayonnant de l'antenne de réception s'écrit :

$$H_{l,p} = \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) + \sqrt{-1} \cdot \text{Normal}(0, 1/\sqrt{2}) \quad [\text{Eq.29}]$$

où $\text{Normal}(\mu, \sigma)$ est une loi normale de moyenne μ et d'écart-type σ .

Dans ces conditions, la capacité augmente linéairement en fonction du minimum du nombre d'antennes à l'émission et à la réception. Autrement dit :

$$C_{nt,nr} = \min(n_t, n_r) C_{11} \quad [\text{Eq.30}]$$

1.4.2 Capacité SISO

Dans le cas SISO ou mono-antenne, $nt=nr=n=1$, on a d'après Eq.18 :

$$C = \log_2 \left(1 + \rho |h_{11}|^2 \right) \quad [\text{Eq.31}]$$

2 Le simulateur complet de capacité MIMO

L'évaluation des performances MIMO d'un système antenne nécessite une modélisation précise de l'environnement de propagation. Nous disposons de plusieurs modèles qui fournissent les caractéristiques des chemins de propagation dans différents environnements. Un des objectifs de cette thèse a consisté à concevoir un simulateur complet de capacité MIMO à partir de ces modèles en incluant les caractéristiques des antennes. Après avoir présenté les fichiers Entrée/Sortie du simulateur, les modèles utilisés, nous proposons sa structure complète (réalisée en langage C).

2.1 Fichier E/S du simulateur

Pour évaluer de façon réaliste les performances des systèmes MIMO, il est impératif de tenir compte à la fois des caractéristiques des antennes et du canal de propagation. Nous avons donc conçu un simulateur ayant comme fichiers d'entrée les diagrammes des antennes, leur orientation et des fichiers représentant les caractéristiques du canal de propagation. En sortie nous obtenons des fichiers de capacité.

2.1.1 Fichiers entrée

Il existe trois types de fichiers en entrée qu'il est nécessaire d'utiliser simultanément dans le simulateur : les fichiers "Modèle" qui déterminent les caractéristiques de la propagation, les fichiers "Antenne" et le fichier "Configuration".

Les fichiers "Modèle"

Les fichiers "Modèle" (Figure 62) issus des différents modèles de propagation ont le même format. Ils sont donnés pour une position de station de base et une position de mobile en fonction de la fréquence, et contiennent toutes les caractéristiques de chaque rayon :

- T : le temps de propagation du rayon en seconde
- $G_{\theta\theta}$: le gain en puissance en dB pour un rayon émis suivant E_θ et reçu suivant E_θ
- $P_{\theta\theta}$: la phase en radians, calculée par défaut en considérant la rotation de phase due à la propagation en espace libre ($2\pi \text{longueur_rayon}/\lambda$), et enrichie si possible par le déphasage induit par les différentes réflexions, transmissions et diffractions subies par l'onde électromagnétique
- $G_{\theta\varphi}$: le gain en puissance en dB pour un rayon émis suivant E_θ et reçu suivant E_φ
- $P_{\theta\varphi}$: la phase en radians associée
- $G_{\varphi\theta}$: le gain en puissance en dB pour un rayon émis suivant E_φ et reçu suivant E_θ
- $P_{\varphi\theta}$: la phase en radians associée
- $G_{\varphi\varphi}$: le gain en puissance en dB pour un rayon émis suivant E_φ et reçu suivant E_φ
- $P_{\varphi\varphi}$: la phase en radians associée
- φ_e : l'azimut du rayon à la station de base en degrés
- θ_e : l'élévation du rayon à la station de base en degrés
- φ_r : l'azimut du rayon au mobile en degrés

- θ_r : l'élévation du rayon au mobile en degrés

[COMMENTS= NB_RAYS= <i>nombre total de rayons</i>]											
[DATA=											
<i>T</i>	<i>G_{θθ}</i>	<i>P_{θθ}</i>	<i>G_{θφ}</i>	<i>P_{θφ}</i>	<i>G_{φθ}</i>	<i>P_{φθ}</i>	<i>G_{φφ}</i>	<i>P_{φφ}</i>	<i>φ_ε</i>	<i>θ_ε</i>	<i>φ_r</i>
...											
...											

Figure 62 : Format du fichier "Modèle"

Les fichiers "Antenne"

Les fichiers "Antenne" (Figure 63) contiennent les valeurs du diagramme de rayonnement en 3D de chaque capteur de l'antenne en coordonnées polaires (module en dB et phase en degrés des champs E_θ et E_ϕ rangés suivant θ en boucle externe et ϕ en boucle interne). Ces fichiers sont au format suivant :

[COMMENTAIRE= ZONE libre]				Zone libre pour insérer des commentaires sur le type d'antenne			
[DATA= {NDI=3; } {NPT=1; NOM=frghz; TYPE=r; DEBut=2; } {NPT=181; NOM=theta; TYPE=deg; DEBut=0; PAS=1; } {NPT=360; NOM=phi; TYPE=deg; DEBut=0; PAS=1; } {NVA=4; } {NOM=Ethe; TYPE=r; } {NOM=Pthe; TYPE=r; } {NOM=Ephi; TYPE=r; } {NOM=Pphi; TYPE=r; } {MATRICE=ASCII= Eθ Pθ Eφ Pφ]}				En-tête de la zone de données (seuls les paramètres en italique sont lus)			
]}				Zone de données			

Figure 63 : Format du fichier "Antenne"

Le fichier "Configuration"

Le fichier "Configuration" contient de nombreuses informations sur la configuration de simulation comme le nombre d'antennes d'émission et le nombre d'antennes de réception, le nom des fichiers "Antenne" correspondants, la position des éléments rayonnants, leur orientation ainsi que la fréquence de travail. Il permet au simulateur d'aller lire le fichier "Antenne" correspondant à l'élément rayonnant sur lequel on émet ou on reçoit et positionne l'antenne dans le repère (Oxyz). Les informations de ce fichier sont indispensables pour interpréter les résultats de capacité.

2.1.2 Fichiers sortie

La matrice de transfert du canal (**H**) est évaluée grâce aux données des trois types de fichiers en entrée. Le canal est non sélectif en fréquence et il n'y a pas d'information sur le canal disponible à l'émetteur. On suppose donc que la stratégie d'émission est de type BLAST. La capacité est donc fournie par la formule Eq.18.

Nous avons réalisé deux programmes *masc.c* et *demasc.c* en langage C. A l'aide des trois fichiers en entrée, le premier programme réalise un fichier intermédiaire contenant les valeurs de la matrice **H**. A partir du fichier intermédiaire, le second programme fournit :

la capacité moyenne en fonction du nombre d'antennes en émission et en réception pour différentes valeurs de SNR

la densité de capacité cumulée pour un rapport signal à bruit fixé, avec la station de base en émission et le mobile en réception, et vice-versa.

2.2 Le modèle de propagation GRIMM

2.2.1 Description

Le modèle GRIMM [Ros02, Cic99] est développé par France Télécom R&D depuis 1992. C'est un modèle physique à rayons en trois dimensions qui conjugue les méthodes de lancer et de tracé de rayons⁸ en environnement cellulaire ou micro-cellulaire. L'environnement est modélisé à

⁸ Cf Chapitre 1

partir d'une base de données IGN. Les phénomènes de propagation pris en compte sont les suivants :

- réflexions sur les façades d'immeubles (pas de diffusion)
- diffractions horizontales ou verticales
- transmission à travers la végétation (pas de diffusion)

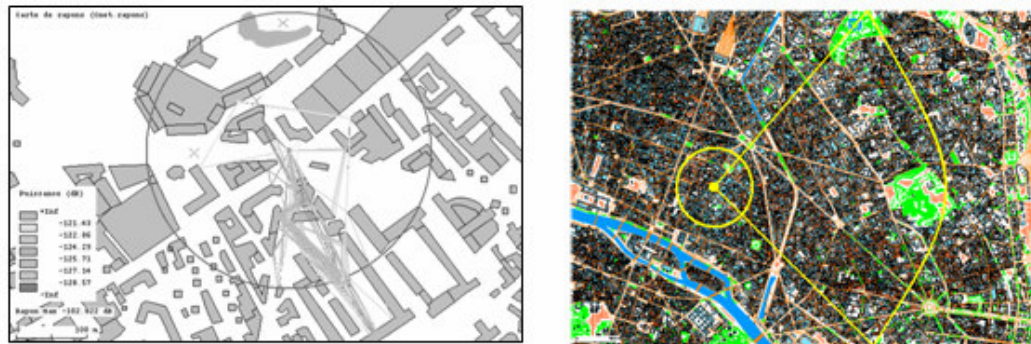


Figure 64 : Tracé des rayons dans une petite zone de 500x700 m² (à gauche), Cartographie avec le logiciel GRIMM sur une zone 5 km² (à droite)

La traversée des bâtiments et les diffusions dues aux irrégularités de murs de bâtiments sont négligées. Toutes ces interactions sont prises rigoureusement dans un ordre quelconque et en trois dimensions.

Le principe est de calculer les différents rayons possibles entre un émetteur et un récepteur (Figure 64). Ce modèle permet d'obtenir toutes les caractéristiques des rayons générés par les réflexions et les diffractions en un faible temps de calcul grâce à un algorithme efficace. Il a été testé en milieu cellulaire dans une zone de 3 km de rayon et il a fourni des résultats tout à fait satisfaisants pour la prévision de la puissance reçue mais aussi de la réponse impulsionnelle. En ce qui concerne l'atténuation, l'erreur moyenne est de 1,3 dB et l'écart-type de 5 dB. Pour l'étalement des retards, l'erreur moyenne est de 0,24 dB et l'écart-type de 3,7 dB. On voit en particulier sur la Figure 65 que malgré les erreurs sur des points particuliers, le comportement statistique est extrêmement proche de la réalité mesurée.

Pour limiter le temps de calcul, on va optimiser les paramètres de simulation des rayons (puissance, réflexions, diffractions) en fonction de leur convergence dans une dynamique choisie (30 et 40 dB). On estime la convergence atteinte si l'augmentation du nombre de rayons ne dépasse pas 5%. L'optimisation s'effectue sur les paramètres du Tableau 9.

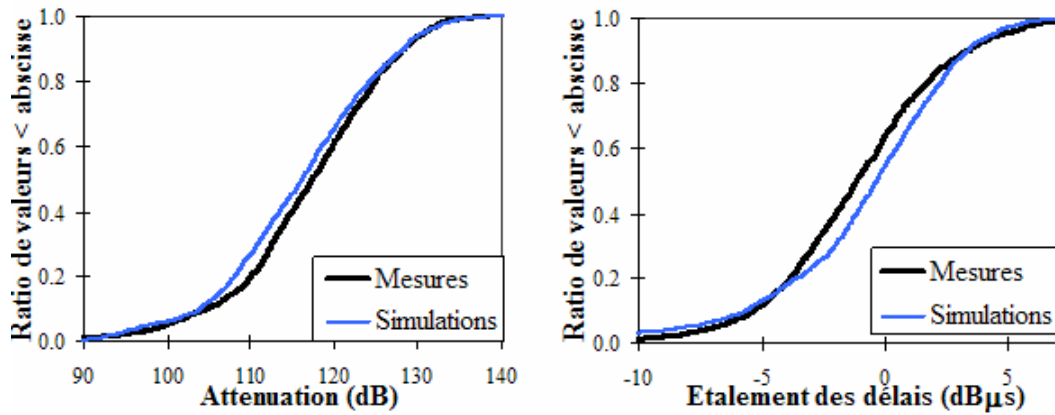


Figure 65 : Probabilités cumulées de l'atténuation et de l'étalement des retards

Nom du paramètre	Définition	Plage de variation
MinPuissEval (MPE)	Seuil minimum de puissance évaluée en 2D pour stopper les rayons au cours de la propagation 2D	
MinPuissReel (MPR)	Seuil minimum de puissance d'un rayon pour qu'il soit pris en compte dans les résultats produits	$\in [1e-38, 1e-5]$
NbReflexMax (RM)	Nombre maximum de réflexions par rayon	$\in [0, 20]$
NbDiffVertMax (DVM)	Nombre maximum de diffractions verticales par rayons	$\in [0, 20]$
NbReflexParDiffV (RDV)	Facteur de limitation du nombre de réflexions associées à des diffractions verticales	$NbReflex + (DVM * RDV) \leq RM$

Tableau 9 : Paramètres du logiciel GRIMM pour le calcul des rayons

Optimisation des paramètres de puissance

On cherche à optimiser les paramètres de puissance MPE et MPR. Le temps de calcul étant beaucoup plus important dans le cas où l'on considère une diffraction ($DVM = 1$, temps de calcul d'environ 17h), on fixera $DVM = 0$ (temps de calcul d'environ 1h) pour cette première étude (Tableau 10). La valeur de RDV n'a alors aucune importance. On fait varier RM.

Les valeurs optimisées des puissances sont les suivantes :

- *MinPuissEval* (MPE) = 1e-12
- *MinPuissReel* (MPR) = 1e-21

Dans la suite de l'étude, on conservera ces valeurs fixes.

MPE MPR	1e-11	1e-12	1e-13	1e-14	1e-20	1e-30
1e-17		627/796				
1e-18		865/1275				
1e-19	947/1572	995/1695	995/1695	995/1695	995/1695	995/1695
1e-20		1015/1881 1021/1913 1021/1916 1022/1918 1022/1918	1021/1913 1022/1918			
1e-21	971/1874	1021/1961 1021/1964 1022/1966 1022/1966	1021/1961 1021/1964 1022/1966 1022/1966			
1e-22		1021/1961 1021/1964 1022/1966 1022/1966				
1e-23		1021/1961				

— RM=8 — RM=11 — RM=13
— RM=10 — RM=12 — RM=14
 Nombre total de rayons dans la dynamique 30dB / 40Db

Tableau 10 : Nombre total de rayons et optimisation des paramètres de puissance (MPE et MPR) en fonction de la convergence des rayons pour différentes valeurs de RM

Optimisation du nombre de diffractions

MPE et MPR ont été optimisées. On fixe RM à 12 et on considère une diffraction (DVM = 1). On calcule le nombre total de rayons dans la dynamique choisie en fonction du nombre maximum de réflexions par diffraction verticale (RDV).

La convergence des rayons est atteinte pour RDV = 6 (Figure 66). Au-delà, le nombre de rayons diminue fortement. On fixe RDV à 6 dans la suite de l'étude.

Optimisation du nombre de réflexions

MPE, MPR et DVM ont été optimisés. On fixe DVM à 1 et on fait varier maintenant le nombre de réflexions maximum RM (Figure 67).

La convergence des rayons est meilleure dans une dynamique de 30 dB. Par contre si on se place dans une dynamique de 40 dB, on perd 20% des rayons en passant de 12 à 10 réflexions. Cependant le temps de calcul des rayons diminue considérablement (-90%). Fixer RM à 10 paraît donc être un bon compromis entre temps de calcul et précision.

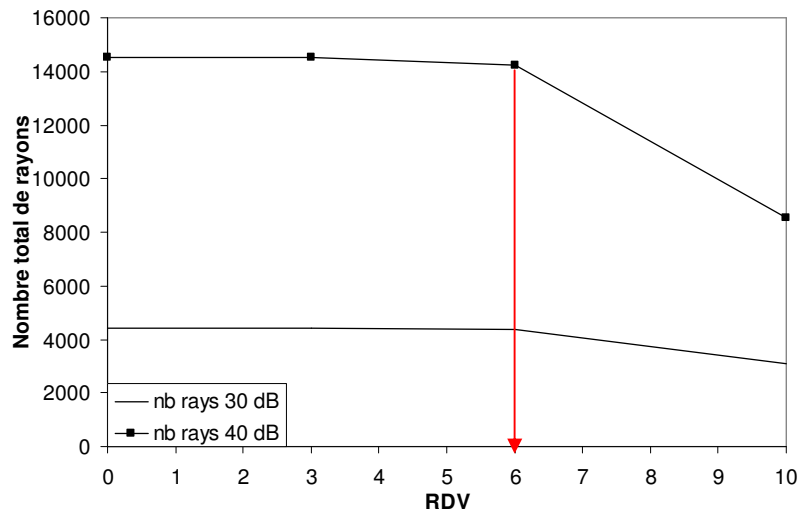


Figure 66 : Optimisation du nombre de réflexions par diffraction verticale (RDV) en fonction de la convergence des rayons pour $MPE = 1e-12$ et $MPR = 1e-21$

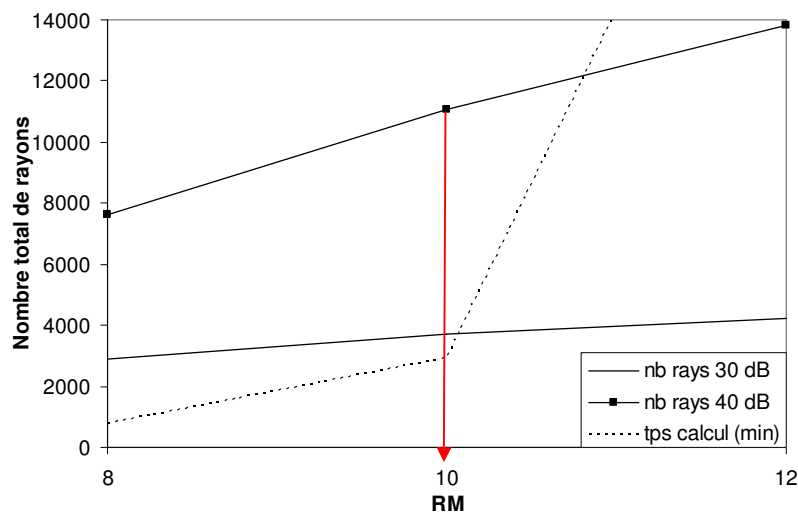


Figure 67 : Optimisation du nombre maximum de réflexions (RM) en fonction de la convergence des rayons et du temps de calcul pour $MPE = 1e-12$, $MPR = 1e-21$, $RDV = 6$ et $DVM = 1$

Conclusion

Les paramètres ont été optimisés (Tableau 11) pour trouver un bon compromis entre le temps de calcul et la convergence des rayons dans une dynamique choisie. Le temps de calcul étant très fortement lié au nombre de diffractions verticales considérées, les paramètres précédents ont été optimisés en considérant une seule voire aucune diffraction verticale.

Nom du paramètre	Valeur optimisée	Conditions d'optimisation
<i>MinPuissEval</i> (MPE)	1e-12	DVM = 0
<i>MinPuissReel</i> (MPR)	1e-21	DVM = 0
<i>NbReflexMax</i> (RM)	10	DVM= 1 RDV=6
<i>NbDiffVertMax</i> (DVM)	2	
<i>NbReflexParDiffV</i> (RDV)	6	RM = 12 DVM = 1

Tableau 11 : Valeurs ajustées des paramètres de calcul des rayons du logiciel GRIMM

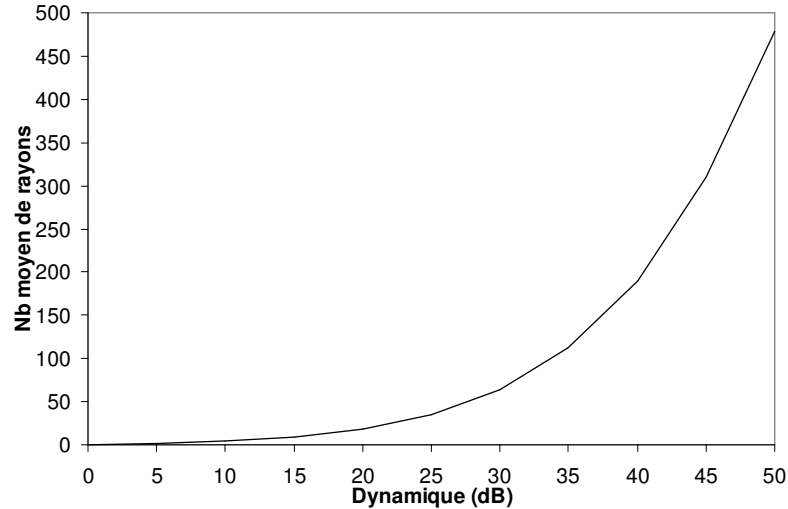


Figure 68 : Nombre moyen de rayons conservés sur les 58 positions globales en fonction de la dynamique choisie

La simulation finale reprend les paramètres précédemment optimisés en considérant deux diffractions verticales. Le nombre total de rayons est alors de 3718 (respectivement 11056) dans une dynamique de 30 dB (respectivement 40 dB). Pour les simulations de capacité, nous

utiliserons les paramètres optimisés en nous limitant à une dynamique de 30 dB pour diminuer les temps de calcul du simulateur de capacité MIMO. On conserve ainsi environ 64 rayons en moyenne pour chaque position globale (Figure 68).

2.2.2 Statistiques

Pour obtenir les fichiers "Modèle" extraits du logiciel Grimm, nous avons placé 58 positions globales de mobile, réparties dans une zone d'angle 90° et de rayon 3 km autour de la station de base (Figure 69). Cette zone a été définie en accord avec la directivité de l'antenne de la station de base (largeur angulaire du lobe à 3 dB) et son positionnement typiquement cellulaire. On calcule les caractéristiques des rayons pour chacune de ces positions globales. On a ensuite réalisé une statistique locale autour de chacune des 58 positions globales du mobile sur une zone de 3 m². Sur cette distance, le canal est considéré comme stationnaire c'est-à-dire que le mouvement local du mobile induit uniquement un déphasage du rayon (Figure 70). L'onde sera

reçue sur la position 1 avec un retard de phase par rapport à la position 2 égal à $\frac{2\pi * \delta x * \sin(\alpha)}{\lambda}$.

Les autres caractéristiques des rayons sont conservées pour chacune des positions locales. On effectue également une rotation de 360° du mobile en azimut pour moyenner la capacité car les DOA sont peu élevées au mobile.

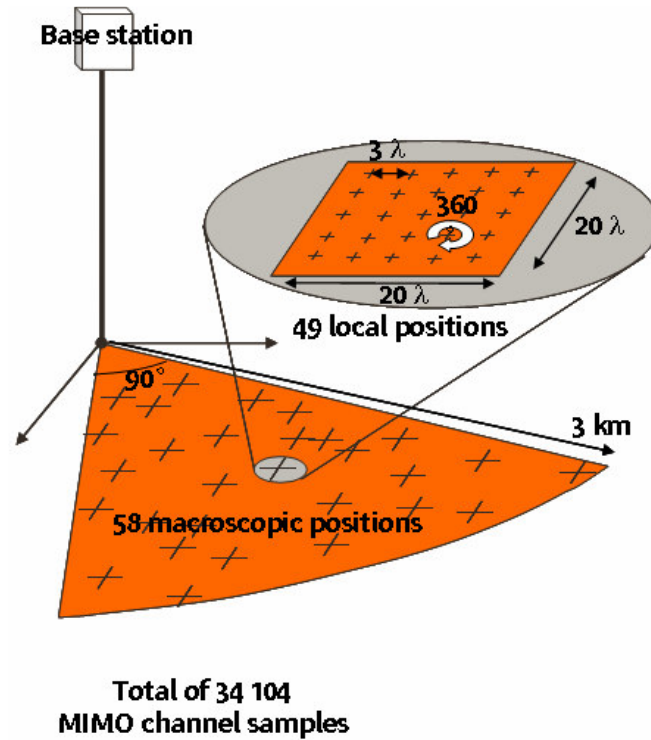


Figure 69 : Statistique globale autour de la station de base et statistique locale autour du mobile

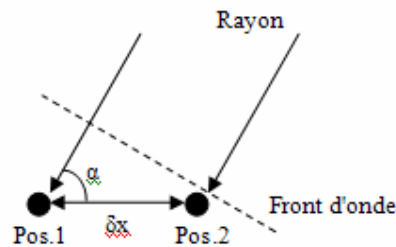


Figure 70 : Déphasage des rayons induit par le déplacement latéral du mobile

2.3 Les modèles MASCARAA

Les modèles MASCARAA [Con04] sont développés par le centre France Télécom R&D de Belfort depuis 1999. Nous disposons de deux types de modèles : les modèles géométriques reproductifs et les modèles à rayons. Tous les modèles MASCARAA sont limités à la configuration émission en polarisation verticale et réception en polarisation verticale.

2.3.1 Les modèles géométriques reproductifs

Nous disposons de trois modèles à 2 GHz (*urban_median*, *urban_high_spatial_select*, *urban_high_temporal_select*). Ces modèles sont élaborés à partir de diffuseurs placés de façon à reproduire les caractéristiques spatio-temporelles d'un fichier de mesure. Le modèle *urban_median* représente une situation typique en milieu urbain tant du point de vue de la sélectivité angulaire à la station de base que de la sélectivité fréquentielle. Le modèle *urban_high_spatial_select* représente un cas typique avec une forte sélectivité spatiale à la station de base. Enfin, le modèle *urban_high_temporal_select* représente un cas typique avec une forte sélectivité fréquentielle. C'est le cas d'un canal sélectif en fréquence. Les différences de temps de parcours des trajets multiples sont très importantes et la fonction de transfert n'est plus constante sur toute la largeur du spectre. L'affaiblissement de propagation dépend de la fréquence à laquelle on se place.

Les clusters sont placés en 2D (plan horizontal) uniformément autour du mobile de façon à reproduire les caractéristiques des fichiers de mesures.

Nous disposons également de cinq modèles géométriques reproductifs (*indoor_LOS*, *indoor_NLOS*, *outdoor_LOS*, *outdoor_NLOS*, *indoor_to_outdoor*) développés à partir de mesures MIMO large bande réalisées à 5 GHz par l'équipe de Belfort dans les bureaux de France Télécom R&D pour la partie en intérieur et sur le Campus de Mulhouse pour la partie extérieure. La configuration LOS correspond à une situation en vue directe, la configuration NLOS à une absence de visibilité entre la station de base et le mobile.

Ce type de modèle est utilisé par les équipes de traitement du signal qui ont besoin uniquement d'une seule réponse impulsionnelle représentative d'un certain type de canal.

2.3.2 Les modèles à rayons

La librairie MASCARAA dispose aussi de fichiers rayons déduits de mesures faites à partir d'un véhicule mobile et d'un réseau à la station de base à 2 GHz. Dans la première configuration (*glob*), la station de base est placée sur le toit du magasin Globe de Mulhouse. Dans la deuxième configuration (*litr*), elle est placée sur le site de Littré à Paris et dans la troisième (*ponc*) sur le site de Poncelet également à Paris. Toutes les mesures ont été réalisées en milieu cellulaire urbain classique. Les mesures effectuées en dehors d'un secteur d'angle 60° et de rayon 700 m correspondant à l'ouverture à 3 dB de l'antenne d'émission ou pour un SNR > 20 dB sont

éliminées. Etant donné le nombre de fichiers rayons (plus de 200) pour chaque configuration de mesures, nous avons choisi d'en conserver 50 pour limiter les temps de calcul. Ces 50 fichiers sont choisis de façon aléatoire.

Ces modèles issus de mesures ne donnent pas accès à certains paramètres comme les DOA. Ces paramètres sont extrapolés à partir de modèles classiques (répartition uniforme pour les DOA) et influencent donc les calculs de capacité.

2.3.3 Statistiques

Pour les modèles géométriques reproductifs issus de MASCARAA, nous ne disposons que d'un seul fichier par environnement. Pour représenter la diversité de situation, nous proposons donc d'introduire une rotation en azimut à la station de base (Figure 71). Cette diversité de position correspond aux statistiques globales du modèle GRIMM. En ce qui concerne les modèles à rayons issus de MASCARAA et les statistiques locales, nous conservons les mêmes règles qu'avec le modèle GRIMM précédent.

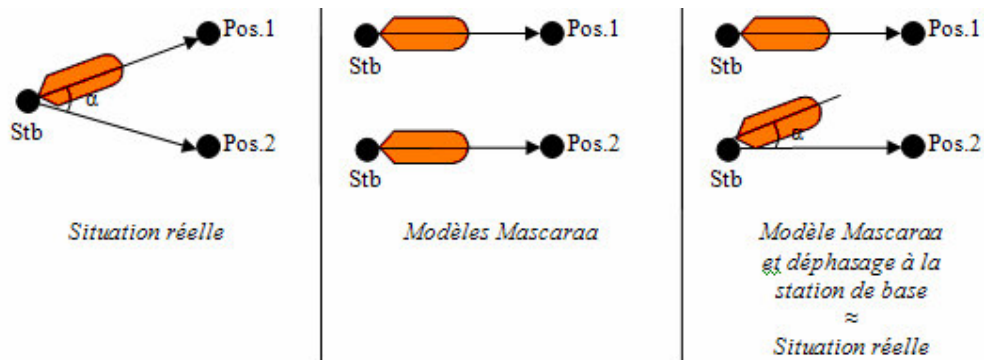


Figure 71 : Déphasage à la station de base pour les modèles MASCARAA pour introduire la diversité au niveau des positions globales du mobile

2.4 Organigramme du simulateur de capacité

Le simulateur de capacité fonctionne avec les fichiers Entrée/Sortie décrits précédemment : le fichier "Configuration", les fichiers "Antenne" et les fichiers "Modèle". On distingue deux grandes étapes de calcul (Figure 72).

La première étape (*masc.c*) permet de calculer un ensemble statistique représentatif de la matrice de transfert \mathbf{H} dans la configuration choisie. Cette étape paramètre le calcul à l'aide du fichier

"Configuration". Ensuite, des calculs préliminaires tels que le calcul de la longueur d'onde sont réalisés. Après l'affectation du modèle, on détermine les éléments $h_{i,j}$ de la matrice de transfert du canal en fonction des antennes d'émission et de réception.

La seconde étape (*demasc.c*) sert à calculer les débits MIMO et à évaluer leurs statistiques en fonction des paramètres choisis. Cette étape consiste à normaliser la matrice de transfert du canal (par rapport à une référence ou au système, au choix), à calculer le produit de covariance puis la capacité instantanée. On dispose de deux fonctions permettant de calculer d'une part la capacité moyenne de canal en fonction du SNR et d'autre part la capacité cumulée à un SNR fixé en fonction du nombre de capteurs en émission et en réception.

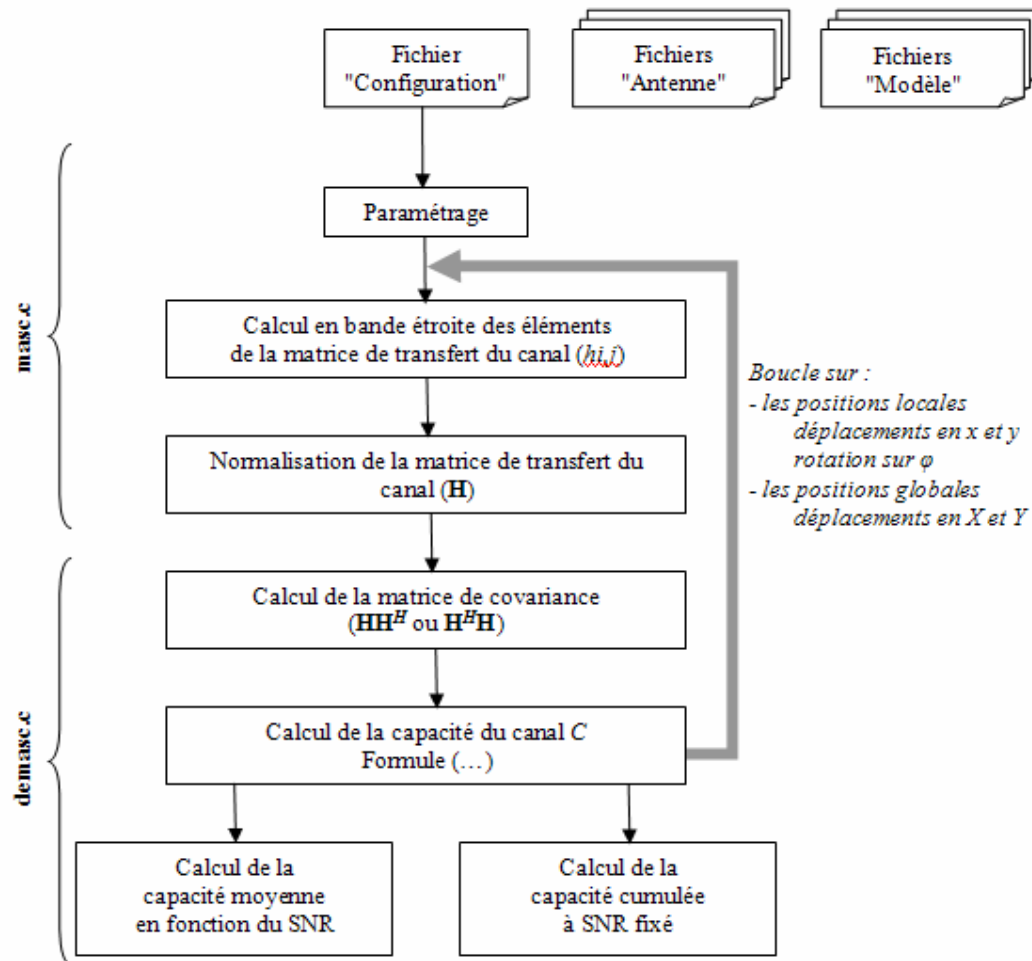


Figure 72 : Diagramme fonctionnel du simulateur de capacité

Chapitre 4 Simulations de la capacité MIMO

1 Influence du modèle de propagation	95
1.1 Modèle i.i.d. de Rayleigh	96
1.2 Modèles à rayons GRIMM.....	96
1.3 Modèles tirés de mesures	97
1.4 Conclusion.....	99
2 Influence des antennes	100
2.1 Antenne du mobile	100
2.2 Antenne de station de base	105
2.3 Conclusion.....	106
3 Influence des pertes des antennes	107
4 Evaluation de la capacité à une autre fréquence : 5 GHz.....	109
5 Problème du bruit	112
6 Conclusion.....	113

Le but de cette thèse est de caractériser la meilleure antenne possible pour les systèmes MIMO et voir si dans des conditions réalistes on obtient un vrai gain. Nous proposons ici une comparaison des antennes. Toutefois, comme les résultats dépendent du problème posé et de la modélisation de l'environnement, nous étudions également l'influence du modèle et du facteur de bruit.

1 Influence du modèle de propagation

Dans ce paragraphe, les courbes de capacité cumulée sont représentées pour des systèmes SISO (1x1) et MIMO à deux antennes à l'émetteur et au récepteur (2x2) pour différents modèles de propagation : modèle de Rayleigh, modèle à rayons (GRIMM), modèles issus de mesures (MASCARAA). La matrice de transfert du canal est normalisée par rapport au système sous test. On ne considère donc que le gain apporté par le canal MIMO.

1.1 Modèle i.i.d. de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh considère des chemins indépendants et identiquement distribués. Ce cas idéal permet des augmentations de capacité considérables allant de 100% dans 20% des cas ($C_{22} < 10$ bps/Hz) à 72% dans 90% des cas ($C_{22} < 13,5$ bps/Hz) (Figure 73). Cependant, la totalité des paramètres physiques est court-circuitée, notamment en ce qui concerne les distributions des DOA et les antennes. En environnement cellulaire urbain, les chemins arrivent dans des directions privilégiées. Nous allons donc comparer ce cas idéal aux résultats obtenus à l'aide de modèles plus réalistes.

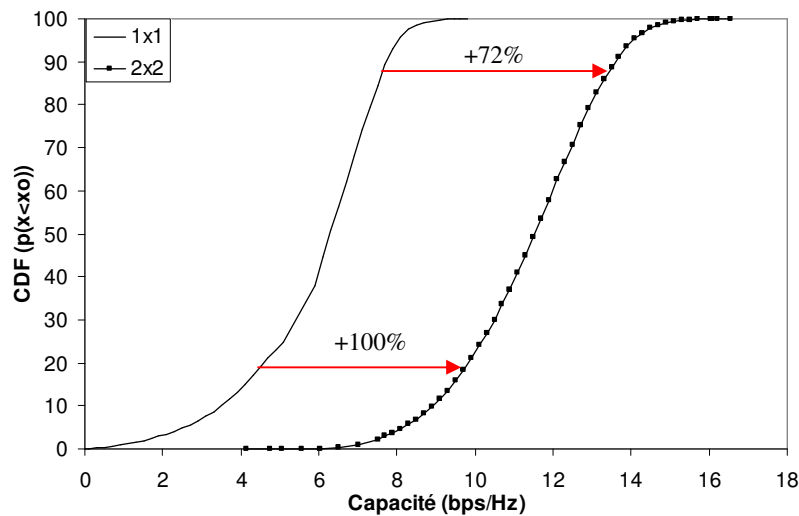


Figure 73 : Capacité cumulée pour un canal utilisant le modèle i.i.d. de Rayleigh pour $SNR=10$ dB

1.2 Modèles à rayons GRIMM

Le modèle GRIMM représente un environnement cellulaire urbain dense, ici au centre de Paris intra-muros. Nous avons simulé la capacité avec les antennes ANTECH parallèle au mobile et PAESTUM à la station de base.

Les capacités sont moyennées sur 58 positions de mobiles (Figure 74). Les augmentations de capacité dues à cet environnement sont plus faibles que celles de Rayleigh : de 92% dans 20% des cas ($C_{22} < 3$ bps/Hz) à seulement 22% dans 90% des cas ($C_{22} < 5,5$ bps/Hz). Dans un tel environnement, les rayons arrivent dans des directions privilégiées que le mobile soit positionné dans une rue ou dans un parc (Figure 75).

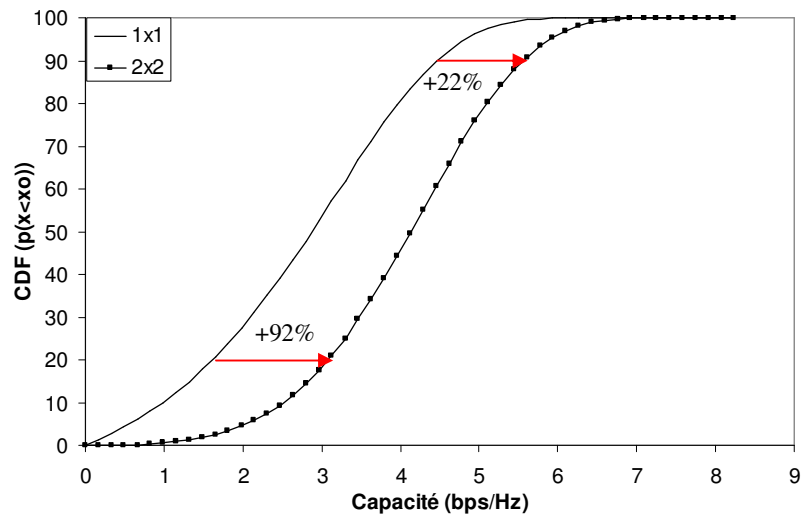


Figure 74 : Capacité cumulée pour un canal utilisant le GRIMM pour $SNR=10$ Db

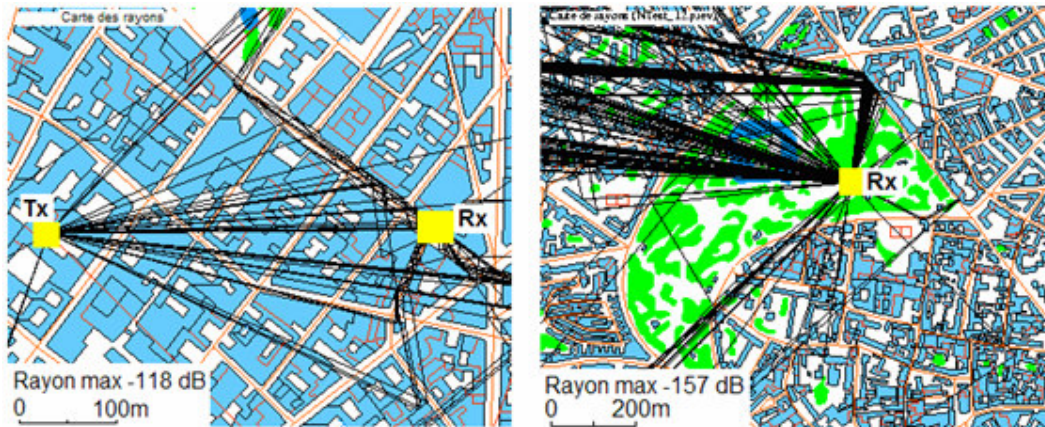


Figure 75 : Carte des rayons (GRIMM) pour deux positions caractéristiques du mobile : à gauche, le mobile est placé dans une rue (effet "Street canyon"), à droite, le mobile est placé dans un parc

1.3 Modèles tirés de mesures

La Figure 76 considère trois liaisons mobiles pour des sites différents : le magasin Globe de Mulhouse (*glob*), le site de Litré (*litr*) et celui de Poncelet (*ponc*) à Paris. Ces trois sites sont en milieu urbain et les augmentations de capacité varient peu d'un site à l'autre : de 92 à 100% dans 20% des cas ($C_{22-glob} < 3$ bps/Hz), et de 26 à 32% dans 90% des cas ($C_{22-glob} < 5,5$ bps/Hz).

La Figure 77 représente la capacité moyenne en fonction du SNR pour les modèles issus de mesures (*glob*, *litr* et *ponc*) et le modèle GRIMM. A fort SNR, les modèles issus des mesures ont tendance à surestimer la capacité par rapport au modèle GRIMM pour les systèmes 2x2. En effet, les modèles issus de mesures ne considèrent que le gain des rayons en champ E_0 et supposent que les répartitions des DOA au mobile sont uniformes.

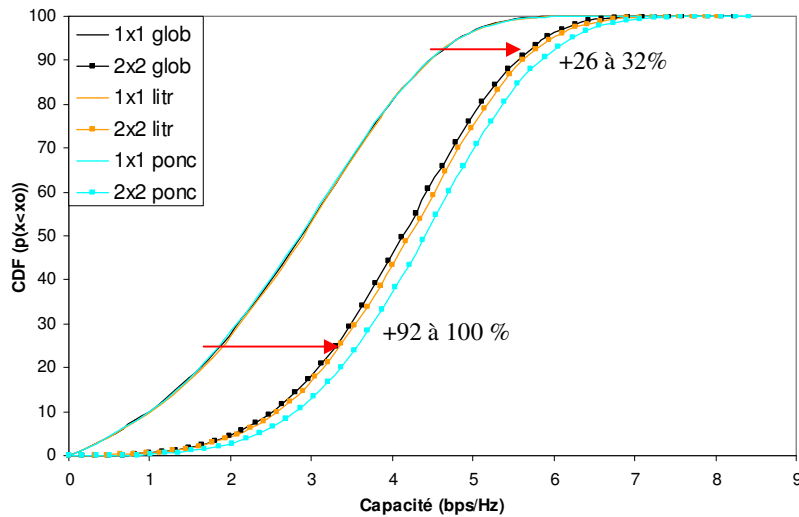


Figure 76 : Capacité cumulée pour un canal utilisant les modèles MASCARAA issus des mesures (Glob, Litr et Ponc) pour SNR=10 dB

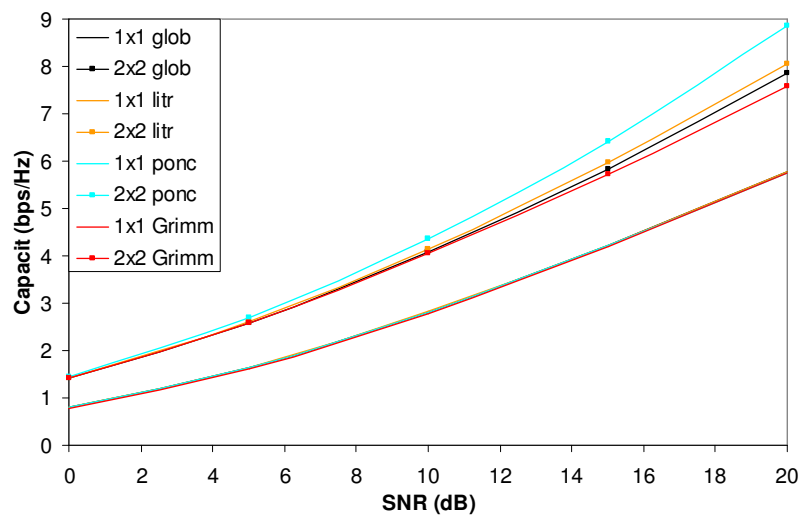


Figure 77 : Capacité moyenne en fonction du SNR – Comparaison entre les modèles MASCARAA issus de mesures (Glob, Litr et Ponc) et le modèle GRIMM

La Figure 78 représente la capacité cumulée pour des modèles de canaux particuliers : une forte sélectivité spatiale (*spatial*), une forte sélectivité fréquentielle (*temporal*), et une situation moyenne du point de vue de la sélectivité spatiale et temporelle (*median*). Ces situations sont principalement utilisées par les équipes de traitement du signal. Elles sont caractérisées par une seule réponse impulsionnelle typique du canal. Pour ces modélisations, les augmentations de capacité vont de 90 à 100% selon les modèles dans 20% des cas ($C_{22\text{-median}} < 3$ bps/Hz), et de 26 à 30% dans 90% des cas ($C_{22\text{-median}} < 5,5$ bps/Hz). En bande étroite, il est donc plus important d'avoir une répartition spatiale importante que des retards importants.

En comparant la Figure 76 et la Figure 78, on remarque que les courbes de capacité cumulée sont identiques pour les couples *spatial-ponc*, *temporal-litr* et *median-glob*. La réponse impulsionnelle unique considérée par les modèles *spatial*, *temporal* et *median* est typique de certaines positions de mobile.

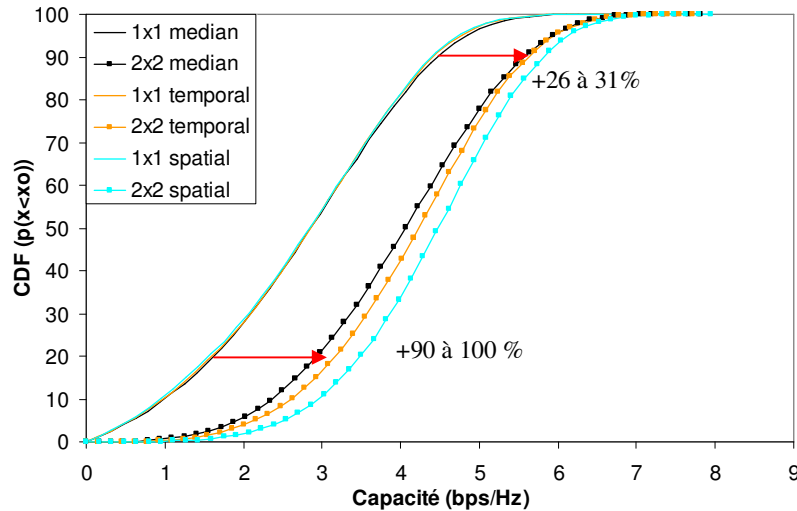


Figure 78 : Capacité cumulée pour un canal utilisant les modèles Mascaraa géométriques reproductifs (*Urban_high_spatial_select*, *Urban_high_temporal_select* et *Urban_median*) pour $SNR=10$ dB

1.4 Conclusion

Selon le modèle considéré, les résultats de capacité peuvent être biaisés. Le modèle statistique de Rayleigh ne représente pas suffisamment précisément l'environnement cellulaire urbain pour être réaliste. Quant aux modèles physiques de MASCARAA, ils considèrent uniquement la polarisation verticale et ils représentent des situations de propagation particulières où les DOA

sont uniformes. Pour évaluer les performances moyennes des systèmes MIMO, nous choisissons donc dans la suite d'utiliser le modèle GRIMM qui fournit des niveaux absolus et toutes les informations sur le canal. Ce modèle est donc le modèle le plus précis dont nous disposons pour cette étude.

Dans la suite, la matrice de transfert du canal sera normalisée par rapport à un système de référence (1×1 , *Paestum-isotrope*) pour étudier l'influence des antennes.

2 Influence des antennes

L'influence des antennes est évaluée en environnement cellulaire urbain avec le modèle GRIMM. Dans un premier temps nous étudions l'influence des antennes du mobile et dans un second temps l'influence des antennes de station de base.

2.1 Antenne du mobile

Cette partie propose une analyse de l'influence du nombre d'antennes au mobile, de leur orientation et de leur directivité⁹. Les pertes par désadaptation et par couplage ne sont pas prises en compte. L'antenne de station de base utilisée est celle du projet PAESTUM à diversité de diagramme et polarisation verticale.

2.1.1 Nombre d'antennes

Pour l'évaluation de l'influence du nombre d'antennes au mobile, nous préférons utiliser l'antenne du LEAT plutôt que l'antenne que nous avons réalisée. Ainsi le nombre d'éléments au récepteur (n_r) va pouvoir varier de 1 à 4. La Figure 79 représente la capacité cumulée pour n_r variant de 1 à 4 avec $n_t=2$ fixé.

La multiplication du nombre de capteurs au mobile permet d'augmenter la capacité du système. En effet, les antennes utilisées présentent une diversité de diagramme avec un faible coefficient de corrélation (0,12). Les couples d'éléments (1,2) et (3,4) ont un rayonnement symétrique par

⁹ S. Vergerio, P. Sabouroux, J-P. Rossi, "Design of Multiple Compact Antennas and MIMO Applications", European Test & Telemetry Conference, Toulouse (France), June 2007.

rapport à l'axe $\varphi=0^\circ$, les couples (1,3) et (2,4) par rapport à $\theta=90^\circ$ en E_θ . Cette bonne diversité permet de recevoir les trajets décorrélés.

Les augmentations de capacité selon le nombre d'antennes au mobile sont :

dans 20% des cas :

- +74% pour $nr = 2$
- +100% pour $nr = 3$
- +124% pour $nr = 4$

dans 90% des cas :

- +26% pour $nr = 2$
- +34% pour $nr = 3$
- +40% pour $nr = 4$

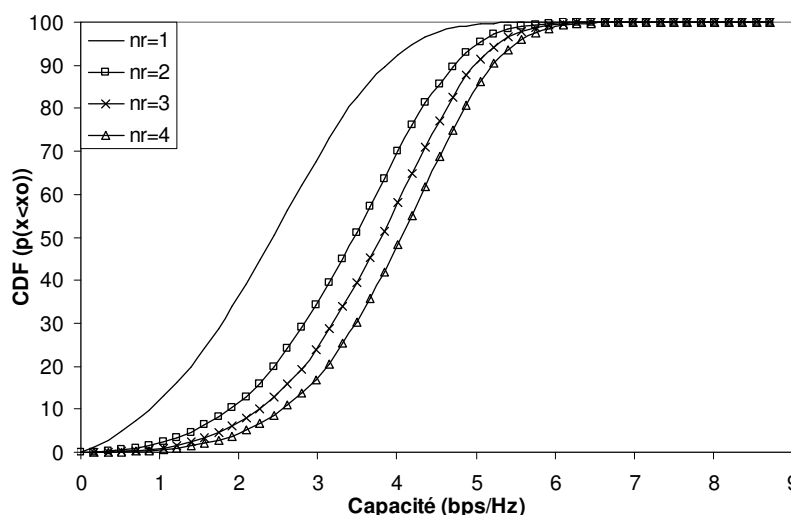


Figure 79 : Capacité cumulée en fonction du nombre de récepteurs (LEAT) en environnement cellulaire urbain (GRIMM) pour $SNR=10$ dB

2.1.2 Orientation

La courbe de capacité cumulée de la Figure 80 a été obtenue pour différentes orientations du mobile autour de l'axe (Ox). L'angle est défini à 0° quand le portable est vertical et à 90° quand il est horizontal.

On voit que l'orientation du mobile autour de l'axe (Ox) influe sur la capacité. Dans la moitié des cas, on perd jusqu'à 10% quand on passe de la position horizontale à la position verticale. La meilleure position est la position $\theta=90^\circ$ (mobile horizontal). En effet, la directivité maximum,

d'environ 1,3 dB, est atteinte pour $\theta=108^\circ$ et $\varphi=\pm 6^\circ$ lorsque le mobile est vertical, et pour $\varphi=-25^\circ$ et $\theta=90\pm 30^\circ$ lorsque le mobile est horizontal. La position horizontale présente de la diversité de diagramme suivant les angles d'élévation et la position verticale suivant les angles d'azimut. Or, la capacité est moyennée entre autre sur les angles d'azimut. Le gain apporté par la diversité de diagramme suivant les angles d'azimut est donc compensé par cette rotation.

La Figure 81 présente la capacité cumulée en fonction de l'orientation du mobile autour de l'axe (Oy). Le mobile est tour à tour en position verticale (0°) ou en position horizontale $\pm 90^\circ$ par rapport à la verticale. Pour chaque élément, les directivités maximales sont regroupées dans le Tableau 12.

La meilleure capacité est atteinte pour la position verticale et la position horizontale à -90° bien que les directivités soient différentes. Par contre, on note que la directivité est maximale pour des élévations comprises entre -52° et -12° . Pour la configuration horizontale à $+90^\circ$, la directivité est maximale pour une élévation de 72° ce qui est un peu élevé dans un milieu cellulaire urbain où la plus grande partie de la puissance est reçue pour des angles d'élévation positifs faibles [Kal02].

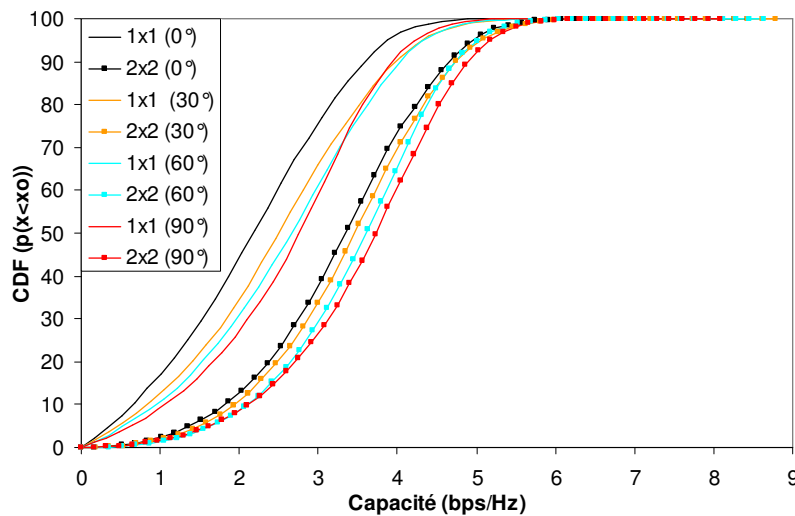


Figure 80 : Capacité cumulée en fonction de l'orientation du mobile selon l'axe (Ox) en environnement cellulaire urbain (GRIMM). Ceci correspond à l'inclinaison du mobile d'un utilisateur téléphonant mobile à la main contre l'oreille pour $SNR=10$ dB

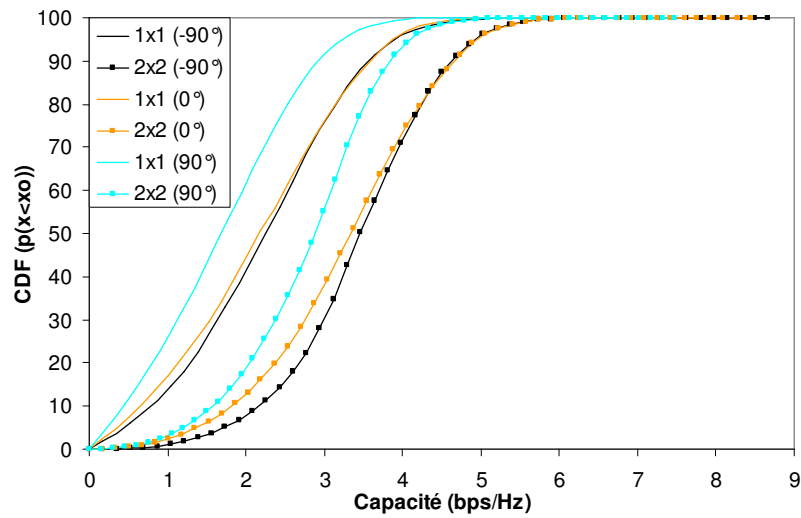


Figure 81 : Capacité cumulée en fonction de l'orientation du mobile selon l'axe (Oy) en environnement cellulaire urbain (GRIMM) pour SNR=10 dB

	Directivité	Elévation	Azimut
Position horizontale (+90° par rapport à la verticale)	2,54dB	72°	±132°
Position verticale	1,3 dB	-12°	±6°
Position horizontale (-90° par rapport à la verticale)	2,54 dB	-52°	±48°

Tableau 12 : Directivité maximale selon la position du mobile par rapport à l'axe (Oy)

2.1.3 Directivité

La Figure 82 représente la capacité cumulée pour un système 2x2 MIMO pour différents systèmes d'antennes. Les diagrammes sont normés en directivité. On ne considère donc pas les pertes des antennes.

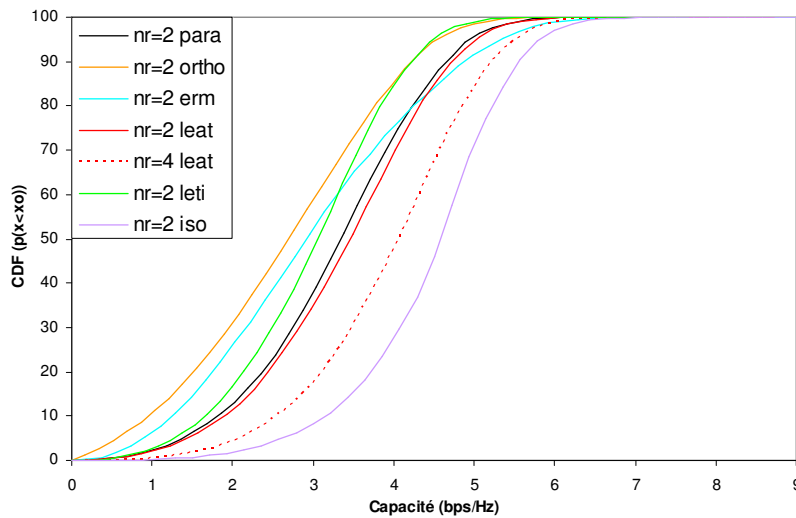


Figure 82 : Capacité cumulée pour différents types d'antennes de mobile en environnement cellulaire urbain (GRIMM) pour une antenne de station de base polarisée verticalement

D'après le Tableau 8 page 69 et la Figure 82 suivante, le meilleur système 2x2 est celui composé d'éléments isotropes verticaux à diversité d'espace. Ce type d'antenne rayonne uniquement dans le plan E_θ et sa directivité est de 0 dB. Cependant, ce n'est pas une antenne réaliste. La meilleure antenne réelle est l'antenne du LEAT à 4 éléments. Cependant, ce système 2x4 est moins performant que le système 2x2 isotrope.

Si on compare les systèmes 2x2, c'est l'antenne du projet ANTECH en configuration orthogonale (*ortho*) suivie de l'antenne du LEAT (*leat*) et de celle du projet ANTECH en configuration parallèle (*para*) qui fournit la capacité la plus élevée. Les antennes *para* et *leat* présentent de la diversité de diagramme selon les azimuts. L'élévation est constante pour le rayonnement de chaque élément. L'antenne *ortho* quant à elle rayonne pour $90^\circ < \theta < 120^\circ$ pour le premier élément et pour autour de $\theta = 150^\circ$ pour le second tandis que l'azimut est constant (-30°). Les antennes du CEA-LETI (*leti*) et celles du projet ERMITAGES (*erm*) sont moins performantes. L'antenne *leti* rayonne en E_θ pour le premier élément et en E_ϕ pour le second alors que l'on utilise une station de base au rayonnement vertical. L'antenne *erm* a une directivité très élevée (5 dB).

2.1.4 Conclusion

La multiplication du nombre d'antennes au mobile augmente la capacité. Nous avons également montré que la capacité peut être améliorée en utilisant des antennes avec une faible directivité, un rayonnement en E_0 prépondérant et une diversité de diagramme selon les angles d'élévation.

2.2 Antenne de station de base

La Figure 83 et la Figure 84 représentent la capacité cumulée en fonction du nombre d'émetteurs à la station de base (avec $nr=2$) pour deux types d'antennes : l'antenne du projet PAESTUM (*Paest*) à diversité de diagramme et l'antenne du projet SATURN (*Sat*) à diversité de polarisation. On a également introduit de la diversité arbitraire en espaçant virtuellement deux rangées consécutives de 5m (au lieu de 5,5 cm réellement).

La capacité augmente avec le nombre d'antennes avec un effet important lorsqu'on ajoute un élément ($nt=2$) : +7% pour *Paest* et +22% pour *Sat* dans la moitié des cas, puis diminue au fur et à mesure que le nombre d'antennes augmente. En effet, même en prenant un canal i.i.d. de Rayleigh, la capacité augmente linéairement en fonction du minimum d'antennes à l'émission et à la réception. Il n'est donc pas rentable d'augmenter le nombre d'antennes de station de base si le nombre d'antennes au mobile reste constant. L'utilisation de l'antenne *Sat* dans un système 2x2 est cependant plus efficace que l'utilisation de l'antenne *Paest*. En effet, l'antenne *Sat* émet en double polarisation tandis que l'antenne *Paest* n'apporte que de la diversité de diagramme en azimut. De plus, l'antenne *Paest* est peu adaptée aux applications MIMO en milieu cellulaire de par son manque d'espace entre les éléments.

La diversité d'espace ajoutée virtuellement entraîne une augmentation de la capacité d'environ 13% dans la moitié des cas pour l'antenne *Paest* et 4% pour l'antenne *Sat*. Espacer les éléments introduit un déphasage significatif des rayons, ce qui permet d'émettre des signaux décorrélés pour l'antenne *Paest*. En revanche, pour l'antenne *Sat*, l'introduction de la diversité d'espace a des effets plus réduits, l'antenne émettant déjà des signaux décorrélés en polarisation $\pm 45^\circ$.

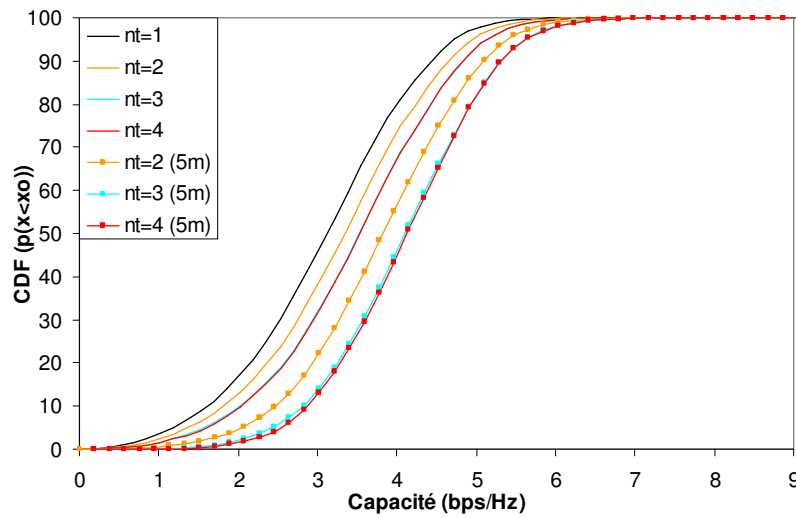


Figure 83 : Capacité cumulée en fonction du nombre d'émetteur Paestum et de la distance entre éléments en environnement cellulaire urbain (GRIMM)

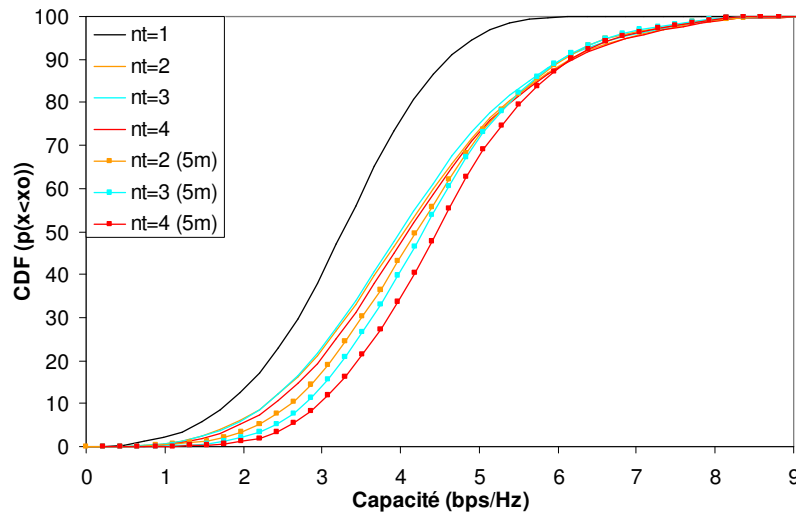


Figure 84 : Capacité cumulée en fonction du nombre d'émetteur Saturn en environnement cellulaire urbain (GRIMM)

2.3 Conclusion

Au vu des graphiques présentés précédemment, nous pouvons conclure dans un premier temps que la multiplication du nombre d'antennes à l'émetteur et au récepteur permet d'accroître la capacité. Les systèmes antennaires les plus performants au mobile lorsque la station de base est

polarisée verticalement sont les systèmes à diversité de diagramme avec un rayonnement en E_0 prédominant et une faible directivité. L'antenne à diversité de polarisation à la station de base fournit des capacités plus élevées qu'avec l'antenne polarisée verticalement pour les antennes mobile ANTECH. En réalité, on ne peut pas dissocier le couple Tx-Rx. Il s'agit de trouver la meilleure adéquation entre antenne d'émission (Tx) et antenne de réception (Rx).

3 Influence des pertes des antennes

Jusqu'à présent nous avons considéré des diagrammes normés en directivité donc des antennes sans perte. Dans cette partie, nous proposons une étude de l'influence du couplage inter-éléments et des pertes par désadaptation sur la capacité MIMO en fonction de la distance entre les capteurs de l'antenne du mobile¹⁰ (projet ANTECH).

Les variations des pertes par désadaptation (S_{ii}), par couplage inter-éléments (S_{ij}) et du coefficient de corrélation des diagrammes (r_{ij}) sont présentées Figure 85 en fonction de la distance d entre les éléments rayonnants de 0 à 19 mm. Lorsque $d=0$ mm, les éléments sont collés, ne font qu'un et sont centrés sur la largeur du plan de masse. $d=19$ mm est la distance maximale possible entre les patchs. Pour une telle distance, les patchs sont contre le bord du plan de masse.

D'une manière générale, les pertes par désadaptation et par couplage ont tendance à diminuer avec la distance inter-éléments, de même que le coefficient de corrélation des diagrammes. Les pertes par couplage varient cependant très peu avec la distance. Elles diminuent pour $0 < d < \lambda/50$ et stagnent ensuite autour de 10%. On observe différentes distances caractéristiques :

lorsque les antennes sont collées ($d=0$ mm), les pertes par couplage et le coefficient de corrélation des diagrammes sont élevés (respectivement 2 dB et 0,985)

la distance minimale qui garantit de faibles pertes et un faible coefficient de corrélation est $d=7,5$ mm $\approx \lambda/20$ ($S_{12} < -10$ dB à partir de 2,5 mm et $r_{12} < 0,3$ à partir de 5mm)

pour $d=17,5$ mm $\approx \lambda/8,5$, les pertes sont minimales et le coefficient de corrélation très faible (0,012)

pour $d=19$ mm, on note une augmentation du coefficient de réflexion due à la proximité des patchs avec les bords du plan de masse.

¹⁰ S. Vergerio, J-P. Rossi, P. Sabouroux, "Influence of coupling and diagram correlation on MIMO capacity performances at 2 GHz", Asia Pacific Microwave Conference, Yokohama (Japan), December 2006.

La Figure 86 représente la capacité des systèmes 2x2 avec et sans perte pour un SNR=10 dB en fonction de la distance inter-éléments. Lorsqu'on ne tient pas compte des pertes (histogrammes bleus), la plus forte capacité est obtenue pour la configuration $d=0$ mm et à partir de $d=10$ mm, elle reste constante, égale à $\approx 3,28$ bps/Hz. Pour $d=0$ mm, le rayonnement en E_θ est 4 dB plus important que celui en E_ϕ . A partir de $d=10$ mm, la différence est inférieure à 1 dB. Comme le rayonnement en E_θ est prédominant, une partie de l'énergie est perdue en E_ϕ .

Lorsqu'on tient compte des pertes (histogrammes jaunes), la capacité diminue de 15% à 70% selon les pertes. Les antennes collées deviennent les moins performantes à cause des pertes élevées (50%). A partir de $d=7,5$ mm, les pertes sont inférieures à 10% ce qui entraîne une diminution de la capacité inférieure à 30%.

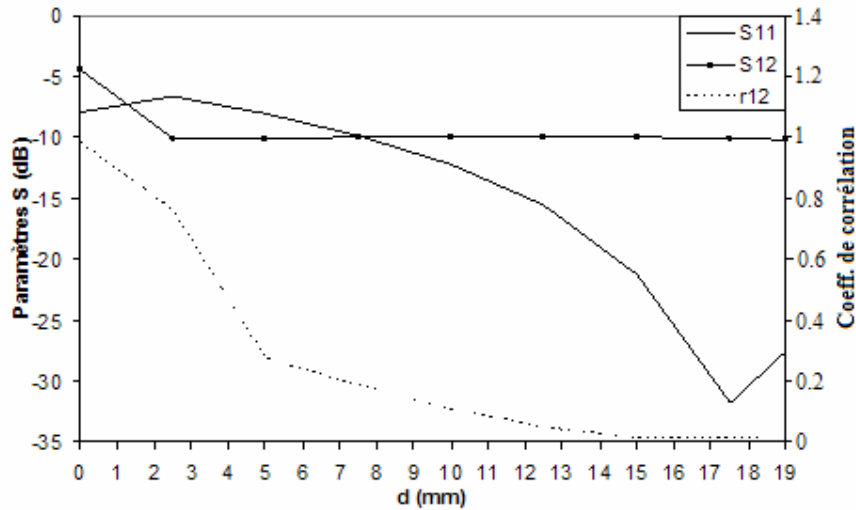


Figure 85 : Adaptation S_{11} , isolation S_{12} et corrélation r_{12} des diagrammes à 2GHz et en fonction de la distance (d) inter-éléments

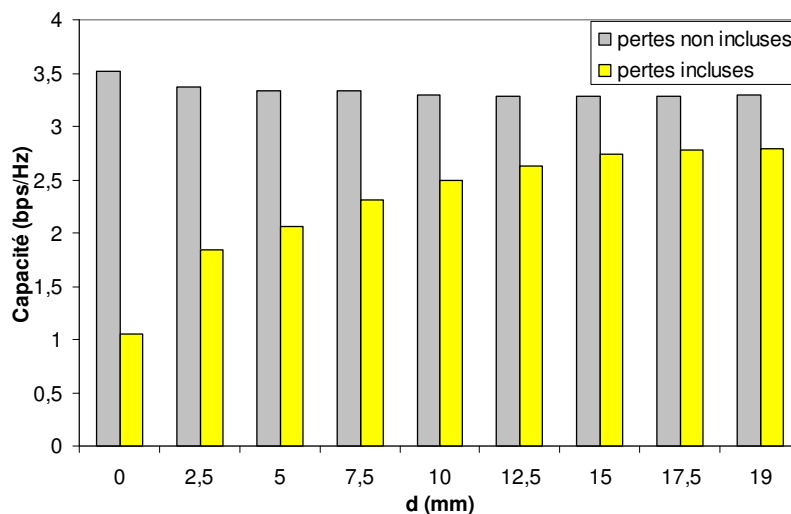


Figure 86 : Capacité moyenne des systèmes 2x2 avec et sans perte pour un SNR = 10 dB en fonction de la distance inter-éléments

4 Evaluation de la capacité à une autre fréquence : 5 GHz

Nous avons jusqu'à présent travaillé en milieu cellulaire urbain à 2 GHz, mais nous avons été sollicités pour des études à 5 GHz en milieu intérieur pour des applications Hiperlan. Cette partie regroupe les résultats de capacité à 5 GHz obtenus à l'aide des modèles de la librairie MASCARAA. La capacité a été simulée en fonction du rapport signal à bruit dans différents environnements¹¹. Pour chacun des deux environnements (intérieur et extérieur), on considère deux situations : la situation en vue directe (*LOS*) et la situation en absence de trajet direct (*NLOS*). La capacité est normalisée par rapport à l'antenne de référence. Les antennes utilisées sont celles du projet européen 4MORE.

La Figure 87 représente la capacité moyenne en milieu extérieur. On constate que la situation en vue directe (*LOS*) fournit des capacités bien plus faibles qu'en absence de vue directe (*NLOS*). Un trajet prédomine en vue directe alors que d'après la théorie [Fos98] les systèmes MIMO sont performants en environnement multi-trajets. La situation *NLOS* fournit des capacités 16% plus

¹¹ S. Vergerio, M. Elayachi, J-P. Rossi, P. Brachet, "Design of Multiple Antennas at 5 GHz for Mobile Phone and its MIMO Applications", International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Turin (Italy), September 2007

élevées que la situation *LOS* à fort SNR, et jusqu'à 47% à faible SNR. De plus, l'utilisation de la configuration orthogonale permet d'augmenter la capacité de 10% à 16% par rapport à la configuration parallèle. En effet, comme pour les antennes du projet ANTECH à 2 GHz, l'antenne 4MORE dans la configuration orthogonale possède un champ E_0 plus important que E_φ contrairement à la configuration parallèle où une partie de l'énergie est perdue en E_φ . Néanmoins, même si les meilleures conditions sont réunies (situation *NLOS*, antennes orthogonales), l'augmentation de capacité est plus faible que celle attendue avec le modèle i.i.d. On ne multiplie pas par 2 la capacité lorsqu'on utilise un système 2x2 au lieu d'un système SISO. Cette augmentation va de 60 à 70% selon le SNR.

En environnement intérieur (Figure 88), il y a peu de différence entre la capacité d'un système mono-antenne et la capacité d'un système à double antennes en situation de vue directe. Par rapport à l'environnement extérieur, la capacité moyenne d'un système 2x2 est très mauvaise en situation *LOS* mais bien meilleure en situation *NLOS*. L'environnement intérieur est un milieu 3D fermé donc beaucoup plus riche en multi-trajets que les environnements extérieurs. La capacité la plus élevée est à nouveau atteinte pour la configuration d'antenne orthogonale (10% de plus par rapport à la configuration parallèle) pour les mêmes raisons que précédemment.

Néanmoins, comme en extérieur, l'augmentation de capacité est inférieure à celle prévue par la théorie. Elle va de 80 à 85% selon le SNR pour la configuration d'antenne orthogonale en situation *NLOS*.

Dans les deux types d'environnements et quelle que soit la configuration d'étude, la capacité reste inférieure à la capacité i.i.d.

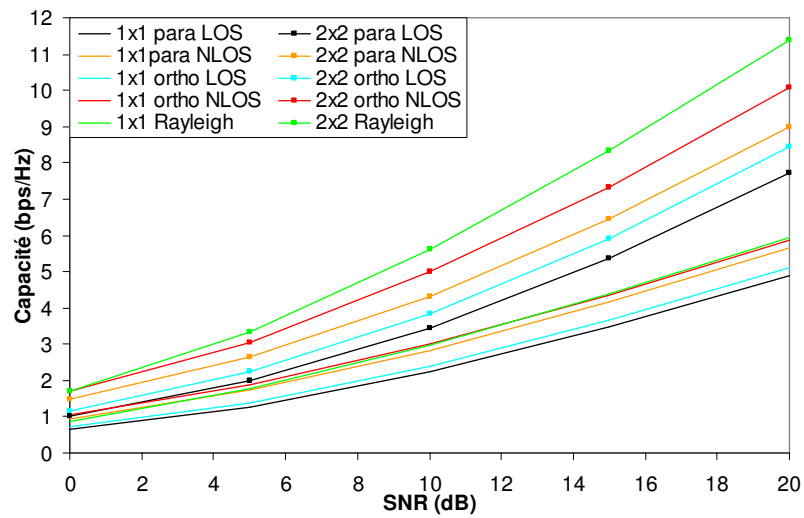


Figure 87 : Capacité moyenne en fonction du SNR en environnement extérieur à 5 GHz pour différents systèmes d'antennes et différentes situations de propagation

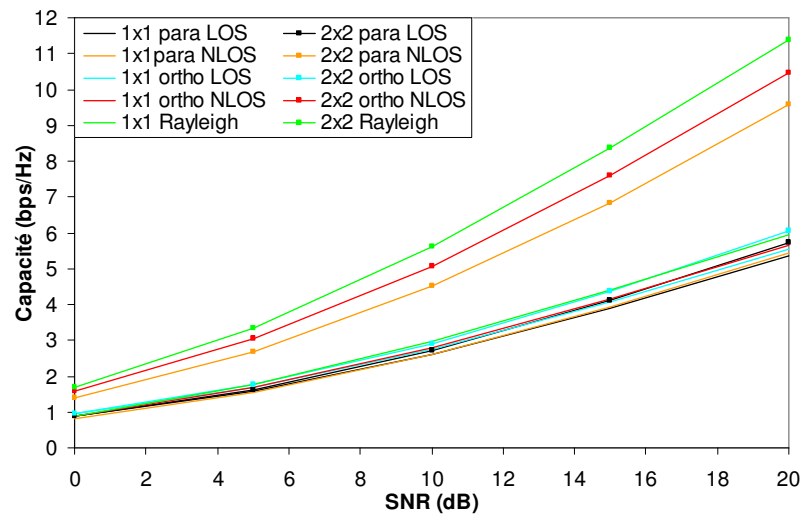


Figure 88 : Capacité moyenne en fonction du SNR en environnement intérieur à 5 GHz pour différents systèmes d'antennes et différentes situations de propagation

5 Problème du bruit

Avec la distance, le nombre de trajets augmente tandis que la puissance reçue diminue. La question qui se pose alors est de savoir si le gain en diversité du canal peut compenser l'affaiblissement de la puissance reçue. On aurait alors un débit plus homogène dans l'ensemble de la cellule.

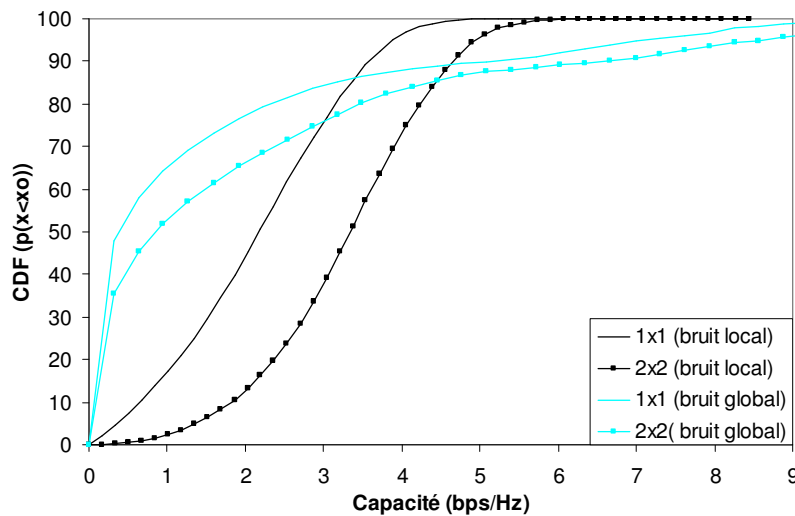


Figure 89 : Capacité cumulée pour $SNR=10dB$ en environnement cellulaire urbain. Le bruit dépend (loc) ou non (glob) de la position de l'antenne

Généralement, les modèles de propagation ne donnent pas le niveau de puissance du signal reçu (i.i.d., Kronecker) ou ne le relie pas aux autres paramètres du canal. On prend alors un niveau de bruit en dessous du seuil du signal moyen reçu sur chaque canal. Jusqu'à présent, on calculait la capacité avec le bruit N de l'équation [Eq.28] évalué pour chaque position globale en moyennant les déplacements locaux du mobile dans le plan horizontal. Le bruit était donc différent selon la position globale de l'antenne. Le bruit calculé de cette façon inclut uniquement le gain MIMO du canal, c'est-à-dire le gain de diversité dû aux multi-trajets. Ainsi, une antenne directive qui reçoit parfois beaucoup de puissance et d'autres fois très peu, fournit de bonnes valeurs de capacité (moins de 20% inférieures à 2 bps/Hz) (Figure 89).

Pour tenir compte du gain effectif total, c'est-à-dire à la fois du gain MIMO et du gain en puissance, on propose ici de calculer le bruit en global en moyennant les bruits locaux

précédents. Le bruit est alors constant quelle que soit la position du mobile (le rapport signal à bruit est donc variable). On remarque alors que le bruit calculé en global fournit beaucoup de faibles capacités (plus de 60% inférieures à 2 bps/Hz) et que seule une minorité de points gagne beaucoup en capacité (Figure 89).

Le gain MIMO ne compense donc pas la perte de puissance et il y a plutôt une accentuation des différences de capacité entre les points faibles et les points forts. Il est donc indispensable de tenir compte du gain en puissance reçue pour ne pas biaiser l'estimation de la capacité d'un système MIMO.

6 Conclusion

Nous avons proposé une étude complète de l'influence des paramètres antennaires sur la capacité. Nous avons montré qu'il est indispensable de tester les performances des systèmes MIMO avec un modèle de propagation réaliste et des antennes réelles. Autrement, comme par exemple avec des antennes isotropes, la capacité peut être mal évaluée. Nous avons mis en évidence les caractéristiques importantes des antennes. Les meilleures conditions sont les suivantes :

de faibles pertes et de la diversité de polarisation ($\pm 45^\circ$) à la station de base

de faibles pertes, une faible directivité, un rayonnement en E_θ prédominant et de la diversité de diagramme en élévation au mobile lorsque l'antenne de station de base est polarisée verticalement.

La capacité MIMO est liée à la fois aux antennes d'émission et de réception et il est important de considérer le couple Tx-Rx pour optimiser le système antenne.

La capacité augmente en fonction du nombre minimum d'antennes à l'émetteur et au récepteur mais n'atteint cependant pas la capacité i.i.d.

Conclusion et perspectives

L'enjeu des systèmes MIMO est essentiel pour faire face à l'augmentation des débits dans les systèmes de télécommunications sans fil. Toutefois, l'évaluation des performances effectives de ces systèmes n'est pas évidente. La capacité dépend directement du nombre, de la position et de la nature des obstacles. Il existe de multiples environnements de propagation et il est donc nécessaire de modéliser très précisément le canal pour obtenir des résultats réalistes. Il en va de même pour les antennes. Celles-ci doivent satisfaire à certaines contraintes technologiques dont la réduction de taille tout en conservant de bonnes performances.

Cette thèse a porté sur l'étude de l'influence des antennes multi-capteurs sur la capacité du canal MIMO en bande UMTS pour une liaison téléphonique sans fil.

Après une introduction des différentes parties composant un système MIMO (Chapitre 1), nous avons proposé (Chapitre 2) un design d'antenne multi-capteurs à deux éléments rayonnants implantés sur un plan de masse compatible avec un téléphone mobile. Cette antenne, fonctionnant en bande UMTS, se décline sous deux configurations : l'une parallèle, la seconde orthogonale. Nous avons conçu trois prototypes dans chaque configuration. Chaque prototype a été simulé puis mesuré. Les résultats obtenus concordent. Les prototypes présentent tous de faibles pertes et de la diversité ce qui les rend compatibles avec des applications MIMO.

Nous avons ensuite développé (Chapitre 3) un simulateur complet de capacité MIMO. France Télécom dispose de divers modèles de propagation. Nous avons donc créé des outils d'évaluation de la capacité intégrant ces modèles. L'un d'eux, le modèle à rayons GRIMM, a fait l'objet d'une étude visant à déterminer les paramètres de calcul des rayons de façon à trouver un bon compromis entre précision et temps de calcul. Ce modèle ultra-performant a été utilisé en priorité par la suite pour évaluer les performances du système. Le simulateur complet de capacité inclut les caractéristiques des antennes à chaque extrémité du lien radio. Il est compatible avec n'importe quel type d'antenne et dans n'importe quel type d'environnement de propagation. Il a été conçu en langage C et fournit des fichiers de capacité moyenne en fonction du SNR et des fichiers de capacité cumulée.

Grâce au simulateur complet de capacité MIMO, nous avons pu mettre en évidence l'influence des modèles de propagation et des paramètres antennaires sur les performances des systèmes MIMO (Chapitre 4). Bien que la capacité augmente en fonction du minimum d'antennes à l'émission et à la réception, elle reste bien souvent inférieure à la capacité du modèle de référence i.i.d. D'après notre étude, les systèmes les plus performants sont composés d'éléments à diversité de polarisation ($\pm 45^\circ$) à la station de base, et d'éléments à faible directivité et à diversité de diagramme au mobile lorsque la station de base est polarisée verticalement. Les pertes influencent fortement la capacité et il est impératif de les prendre en compte pour obtenir des résultats réalistes. La capacité est également influencée par le type de modèle et d'environnement de propagation choisi.

Grâce au simulateur adaptable à n'importe quel système nous avons pu proposer une série de résultats à 5 GHz en environnement extérieur et intérieur.

Perspectives

Dans le cadre de tests expérimentaux sur les nouveaux moyens dédiés à la téléphonie de quatrième génération, des équipes du laboratoire japonais de NTT DoCoMo ont réussi dès décembre 2005 à transmettre 2,5 Gbps avec un démonstrateur embarqué à 20 km/h sur un semi-remorque. Si l'objectif de l'opérateur DoCoMo est de lancer d'ici 3 ans une offre 4G s'appuyant sur une nouvelle interface radio surclassant en débit et en efficacité spectrale tous les autres systèmes sans fil, l'offre européenne se concentre sur les systèmes B3G. Au lieu de substituer précipitamment dès 2010 une nouvelle interface radio aux technologies déjà disponibles, les européens préfèrent combiner ces dernières à l'aide de terminaux multi-modes, connectés à des réseaux multi-accès. Les opérateurs devraient ainsi pouvoir repousser d'au moins 5 ans (jusqu'en 2015) la coûteuse refonte de leurs milliers de stations de base et chaque client tirer le meilleur parti des ressources radio à moindre prix en étant toujours connecté de la meilleure façon possible.

L'Union Européenne a inscrit les systèmes et les plates formes B3G parmi ses priorités en investissant dans les projets de recherche plus de 200 millions d'euros en 2006-2007. France Telecom participe à la plupart de ces projets concernant aussi bien l'architecture du réseau que les interfaces radio et les problèmes de reconfiguration. Le savoir faire ainsi accumulé permet d'ores et déjà au Groupe de jouer un rôle moteur dans la normalisation en cours sur les systèmes B3G. Ce travail de thèse s'inscrit pleinement dans les axes de recherche du Groupe. Il pourra être exploité par la suite pour le développement et la mise au point des systèmes B3G d'un point de

vue Antenne et Propagation et permettra à France Telecom de se positionner pour le lancement de la prochaine génération de mobile.

Annexe

Travaux complémentaires sur "L'influence de l'utilisateur"

Formation ACE

Antenna Center of Excellence

Septembre 2005

Stockholm (Suède)

Les travaux complémentaires qui suivent ont été obtenus en septembre 2005 lors de la formation ACE "MIMO Communication Systems and Antennas" au Royal Institute of Technology de Stockholm (Suède) sous la direction de M. Pertti Vainikainen de l'Université d'Helsinki (HUT). Ce travail a été réalisé en collaboration avec M. Xavier Nieto du CTTC de Barcelone.

1 Modélisation de la tête et de la main

Lorsque le téléphone mobile est porté à l'oreille par l'utilisateur, le gain, le diagramme de rayonnement et l'impédance d'entrée vont être modifiés. Lorsque l'antenne se trouve près des tissus humains, on observe une réduction significative de gain. Environ la moitié de la puissance transmise est absorbée par le corps humain [Oga01]. Il en résulte une efficacité rayonnée inférieure à 0,5. Les effets de la main dépendent du type d'antenne utilisé. Pour une antenne filaire externe, les effets sont relativement faibles. Par contre pour une antenne intégrée, les effets deviennent significatifs lorsqu'on s'approche de la main. L'épaule affecte également les caractéristiques de l'antenne. Les effets sont néanmoins différents de ceux provoqués par la main car celle-ci est vue comme un gros objet localisé près de l'antenne alors que l'épaule est vue comme un plan étendu localisé à une distance d'environ $\lambda/2$ pour une fréquence de 2 GHz.

Le SAR ou *Specific Absorption Rate* représente le taux de puissance absorbée par les tissus humains. Il s'exprime de la façon suivante :

$$SAR = \frac{\sigma}{2\rho} |\vec{E}|^2 \quad [\text{Eq.32}]$$

avec \vec{E} le champ électrique rayonné par l'antenne

σ la conductivité des tissus humains (en S/m)

ρ la densité des tissus (en kg/m³)

Contrairement à la modélisation de la main, il existe un standard pour la tête. Le mannequin SAM (*Specific Anthropomorphic Mannequin*) provient de l'U.S. Army. Il est chauve et est composé de liquides modélisant les différents tissus humains. Il est principalement utilisé pour la mesure du SAR [Fuj01]. Pour évaluer l'influence du corps humain sur les caractéristiques de l'antenne, on se contente de modèles plus grossiers. La tête de l'utilisateur est généralement

modélisée par un cylindre et la main par un parallélépipède comme représenté sur la Figure 90. Les tissus humains sont représentés par un diélectrique avec pertes.

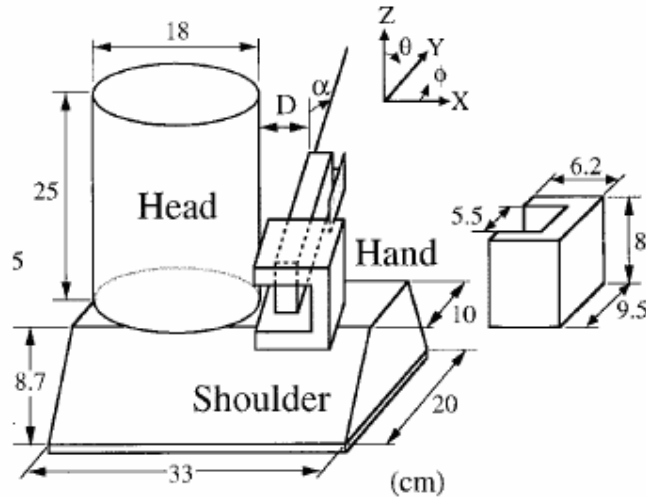


Figure 90 : Modélisation de la tête et de la main [Oga01]

2 Influence sur les performances de l'antenne

Nous disposons de matrices de transfert du canal obtenues à partir de mesures faites à l'Université d'Helsinki (Finlande) à 2,15 GHz en utilisant un sondeur de canal et un commutateur RF lent entre l'émetteur et le récepteur [Kiv01]. Trois chemins sont disponibles. Le cas 1 représente le bâtiment des sciences informatiques de l'Université d'Helsinki (Figure 91). Les deux autres cas sont en extérieur dans le centre ville d'Helsinki. Le premier (Route 1 - FLOS) représente une situation en vue directe le long d'une rue où la station de base a été placée. Le second cas (Route 2 - PLOS) représente une vue directe partielle dans laquelle le mobile se retrouve à un instant précis en vue directe avec la station de base (Figure 92).

Les valeurs de matrice \mathbf{H} dont nous disposons ont été évaluées pour les antennes d'émission suivantes : en intérieur, un réseau linéaire d'antennes patches avec deux polarisations orthogonales, en extérieur un réseau en zigzag équipé de ces mêmes antennes. La plus grande distance entre éléments rayonnants est de $4,2 \lambda$ pour le réseau linéaire et de 3λ pour le réseau en zigzag. Au mobile, nous avons deux cas : l'antenne seule (4G) et l'antenne en présence de l'utilisateur (4Ghead).

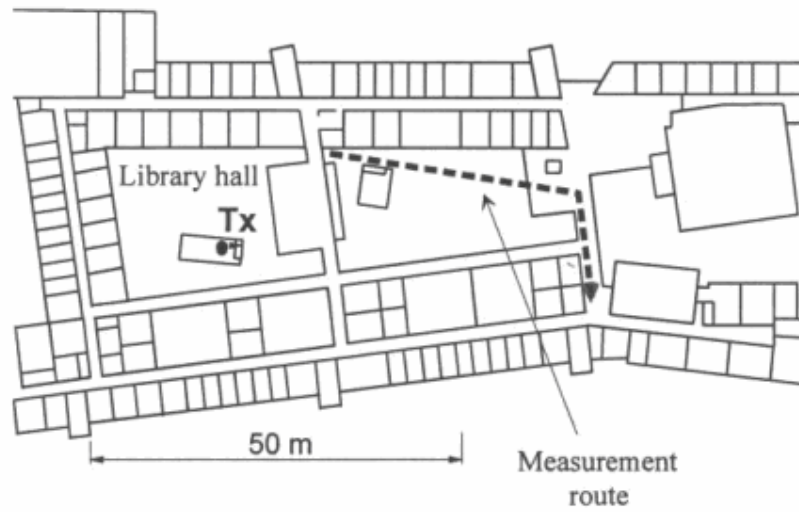


Figure 91 : chemin en intérieur



Figure 92 : Chemin en extérieur, a) Route 1 en vue directe, b) Route 2 en vue partielle

La matrice est normalisée par rapport à une matrice de référence obtenue pour des antennes isotropes. Les résultats ont été obtenus pour un SNR=10 dB.

2.1 En environnement intérieur

Si l'on ne considère pas les effets dus à la tête de l'utilisateur, l'orientation de l'antenne influence peu la capacité. Cependant en tenant compte de la tête, on voit l'effet de masquage qui peut néanmoins être réduit selon l'orientation de l'antenne (Figure 93).

2.2 En extérieur *PLOS*

Sur la Figure 94, les trois parties de la route peuvent être facilement identifiées, spécialement la partie en vue directe. Dans le cas où l'antenne est orientée à 0° , le diagramme de rayonnement pointe dans la même direction que la station de base. La capacité est maximale. Mais dans l'orientation à 180° , l'effet de masquage dû à la tête de l'utilisateur réduit considérablement la capacité (-5 bit/s/Hz).

Hors de la zone LOS, les variations de la capacité en fonction de l'orientation de l'antenne sont similaires. On peut voir sur la Figure 95 que, selon l'orientation de l'antenne, les effets de la tête sont plus ou moins importants. Pour certains angles d'azimut, les effets peuvent avoir une influence positive. En effet, la capacité est supérieure à 3 bits/s/Hz dans 80% des cas pour $\varphi=180^\circ$ contre seulement 15% pour $\varphi=0^\circ$. Dans le cas où la tête n'est pas prise en compte, le pourcentage est de 30%.

2.3 En extérieur *FLOS*

En situation FLOS, l'orientation de l'antenne a beaucoup plus d'importance que dans le cas PLOS précédent. En effet, les trajets arrivent selon une direction privilégiée. Orienter l'antenne dans cette direction permet d'augmenter la capacité (Figure 96). L'antenne orientée à $\varphi=240^\circ$ permet d'obtenir la capacité la plus élevée dans le cas où on ne tient pas compte des effets de la tête. Dans le cas où la tête est prise en compte, les écarts de capacité entre les différentes orientations de l'antenne se creusent. Pour $\varphi=240^\circ$, les performances sont minimales à cause des effets de masquage de la tête, pour $\varphi=60^\circ$ les performances sont maximales. 50% de la capacité est inférieure à 0,7 bit/s/Hz dans le premier cas contre 5,2 bit/s/Hz dans le second cas.

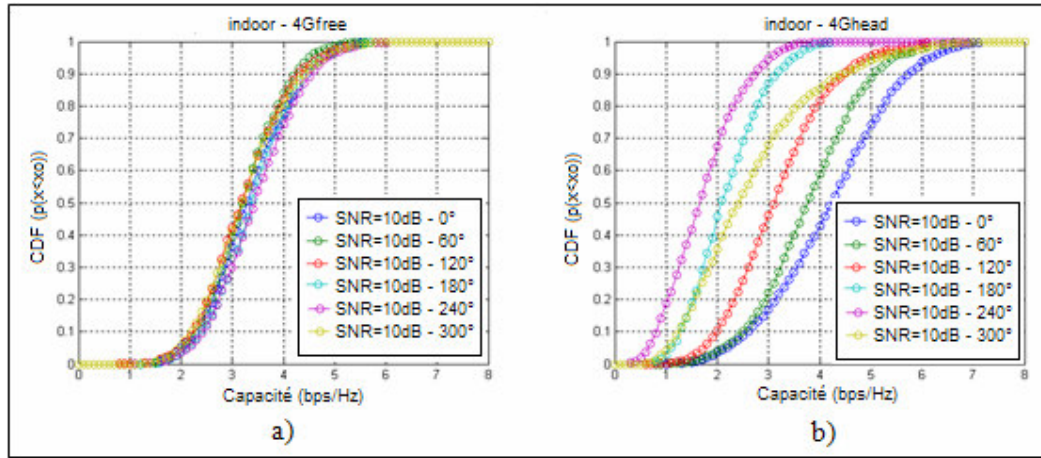


Figure 93 : Capacité pour les antennes de téléphonie mobile pour différents angles d'azimut (a) sans ou (b) avec considération des effets de la tête de l'utilisateur en environnement intérieur

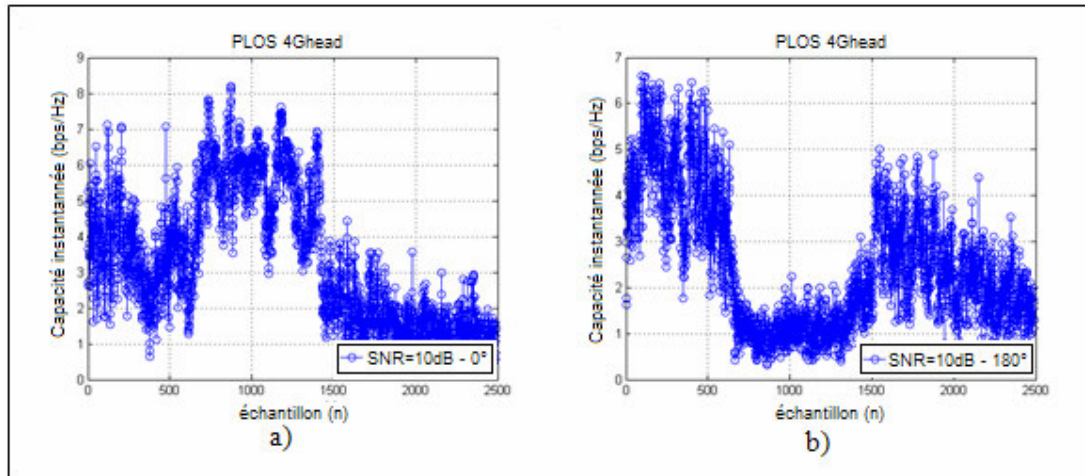


Figure 94 : Capacité instantanée pour deux orientations d'antennes (0° et 180°) pour les antennes 4G_head en environnement extérieur PLOS

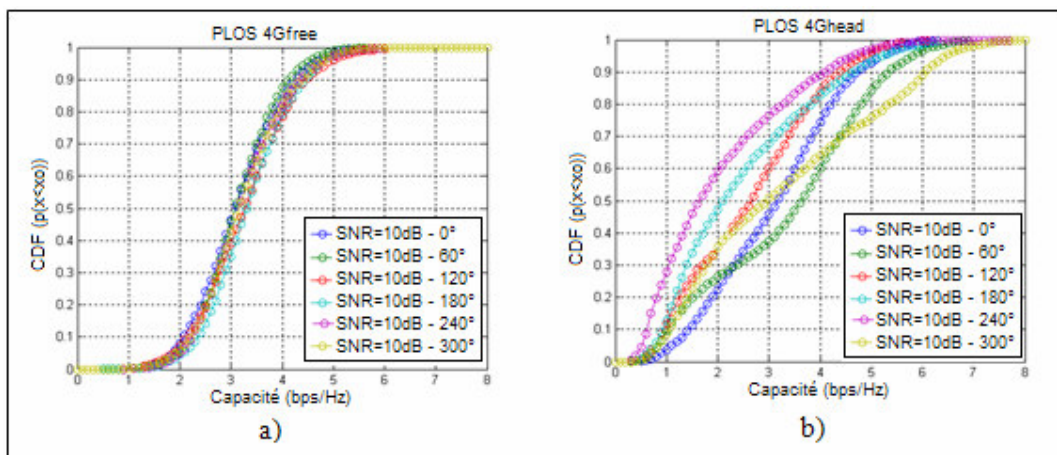


Figure 95 : Capacité pour les antennes de téléphonie mobile pour différents angles d'azimut avec (b) ou sans (a) considération des effets de la tête de l'utilisateur en environnement extérieur PLOS

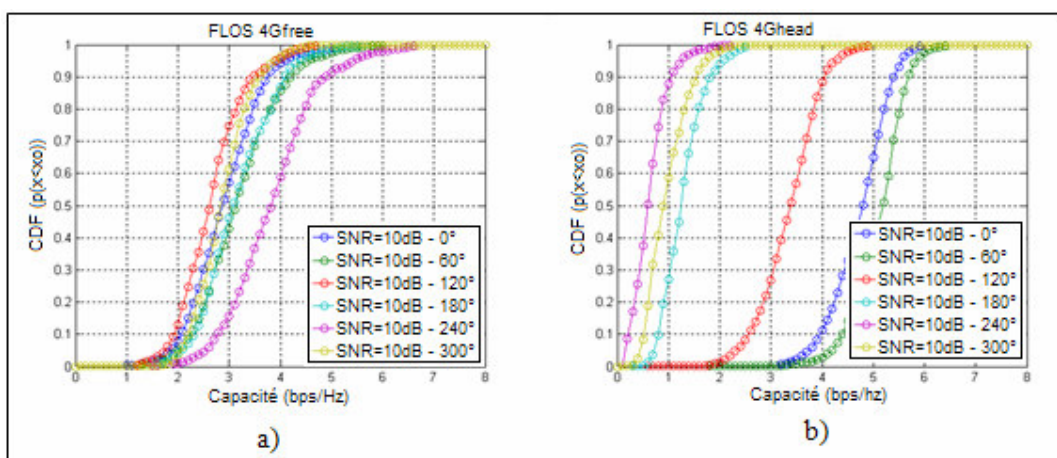


Figure 96 : Capacité pour les antennes de téléphonie mobile pour différents angles d'azimut avec (b) ou sans (a) considération des effets de la tête de l'utilisateur en environnement extérieur FLOS

Références

- Abe03** M.F. Abedin, M.Ali, "Modifying the ground plane and its effect on planar Inverted-F antennas (PIFAs) for mobile phone handset", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.2, issue : 15, pp.226-229, 2003
- Age00** F.A. Agelet, A. Formella, J.M.H. Rabanos, F.I. d. Vicente, and F.P. Fontan, "Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2000
- Ala98** S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication", *IEEE. J. on Select. Areas in Comm.*, Oct. 1998
- Baz04** L.M. Bazdnesh Sierra, "Complexité et performances des récepteurs MIMO", *Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications*, 2004
- Ber02** O. Berder, "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes", *Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale*, 2002
- Bok96** S.A. Bokhari, J.F. Zurcher, J.R. Mosig, F.E. Gardiol, "A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magazine*, vol.44, issue : 11, pp.1647-1648, November 1996
- Cha00** R. Chair, K.M. Luk, K.F. Lee, "Small dual patch antenna", *Electronics Letters*, vol.35, issue : 4, pp.273-276, August 2000
- Chi01** N. Chiurtu, B. Rimoldi, E. Telatar, "On the capacity of multi-antenna gaussian channels", *IEEE Intern. Symp. on Information Theory*, Washington, June 2001
- Cia04** P. Ciais, "Antennes multi-standards pour communications mobiles", *Thèse de l'université de Nice-Sophia Antipolis*, 2004

- Cic96** D.J. Cichon, W. Wiesbeck, "Ray-optical Wave Propagation Models for the Characterization of Radio Channels in Urban Outdoor and Indoor Environments", *IEEE MILCOM'1996*, vol.3, pp. 719-722
- Cic99** D.J. Cichon, T. Kürner, "Propagation Prediction Model", *European Communities, COST Action 231*, 1999
- Con04** J-M. Conrat, "Aspects théoriques et guide utilisateur Mascaraa C v2.33", *France Telecom R&D, projet ANTECH*, juin 2004
- Cos04** R. Cosquer, "Conception d'un sondeur de canal MIMO. Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel", *Thèse de l'INSA Rennes*, Octobre 2004
- Dia06** A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, "Enhanced diversity antennas for UMTS handset", *European Conference on Antenna and Propagation*, Nice (France), Nov. 2006
- Dial06** A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, "Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and the UMTS bands", *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol. 54, NO. 11, Nov. 2006
- Dun07** A. Dunand, J-M. Conrat, "Etude spatio-temporelle de la dépolarisation des ondes en environnement macrocellulaire urbain à 2 GHz", *Journées Nationales Microondes*, Toulouse (France), mai 2007
- Fle01** B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, K.I. Pedersen, "Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm", *IEEE Journal on Selec. Areas in Comm.*, Vol.17, No.3, March 1999
- Fos98** G.J. Foschini, and M.J. Gans, "On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, vol.6, pp.331-335, 1998

- Fre04** L. Fregoli, C. Peixeiro, "Small multi-band planar inverted-F antenna for mobile communication systems and WLAN/WPAN applications", *International Symposium on Electromagnetic theory*, Pisa, Italy, May 23-27, 2004
- Fuj01** K. Fujimoto, J. R. James, "Mobile antenna systems handbook", *Artech House*, 2nd Ed., 2001
- Ges02** D. Gesbert, H. Bölcskei, D.A. Gore and A.J. Paulraj, "Outdoor MIMO Wireless Channels : Models and Performance Prediction", *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, no.12, Dec. 2002
- Gia02** J.P.Gianvittorio, Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas : a novel antenna miniaturization technique, and applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magazine*, vol.44, issue : 1, pp.20-36, February 2002
- Gol99** G.D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, P.W. Wolniasky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture", *IEE Electron. Lett.*, Jan. 1999
- Gol03** A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.21, N°5, June 2003
- Gug03** P. Guguen, "Techniques multi-antennes émission-réception, Applications aux réseaux domestiques sans fil", *Thèse de l'INSA Rennes*, Janvier 2003
- Gut04** J. Guterman, A.A. Moreira, C. Peixeiro, "Microstrip fractal antennas for multistandard terminals", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.3, pp.351-354, 2004
- Has02** B. Hassibi, B.M. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.48, N°7, July 2002
- Her02** M. Herdin, H. Ozcelik, H. Hofstetter, E. Bonek, "Variations of measured indoor MIMO capacity with receive direction and position at 5.2 GHz", *Electronics Letters*, vol.38, no.21, Oct. 2002.

- Ina02** H. Inanoglu, M. Menon, P. Monsen and S. Howard, "Ray based modelling of indoor channels for capacity evaluation", *IEEE 13th PIMRC'2002*, vol.2, pp. 719-722
- Jon01** Y.L.C de Jong, M.H.A.J. Herben, "Prediction of local mean power using 2D ray tracing based propagation models", *IEEE Trans. on Vehicular Technologies*, vol.50, N°1, January 2001
- Jun02** J. Jungnickel, V. Pohl, H. Nguyen, U. Krüger, T. Haustein, C. von Helmolt, "High capacity antennas for radio systems", *IEEE*, 2002.
- Kal02** K.Kalliola and all, "Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.51, N°5, Sept. 2002
- Kan02** H.K. Kan, R.B. Waterhouse, "Shorted spiral-like printed antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.50, No.3, pp.396-397, March 2002
- Ker02** J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Morgensen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation", *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol.20, pp.1211, 2002
- Kiv01** J. Kivinen, "Development of wideband radio channel measurement and modeling techniques for future radio systems", *PhD Thesis of the Helsinki University of Technology (Finland)*, March 2001
- Kur02** T.P. Kurpjuhn, M. Joham, W. Utschick, J.A. Nossek, "Experimental Studies about Eigenbeamforming in Standardization MIMO channels", *IEEE 56th VTC'2002*, vol.1, pp. 185-189
- Lee01** A. Lee Swindlehurst, G. German, J. Wallace, M. Jensen, "Experimental measurements of capacity for MIMO indoor wireless channels", *3rd IEEE Signal Processing Workshop*, Taiïwan, March 21-23, 2001.
- LeN04** V. Le Nir, "Etude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses", *Thèse de l'INSA Rennes*, Novembre 2004

-
- Li05** P. Li, K.L. Lau, K.M. Luk, "Wideband folded shorted patch antenna with low profile", *Electronics Letters*, vol. 41, No.3, Feb. 2005
- Luk98** K.M. Luk, R. Chair, K.F. Lee, "Small rectangular patch antenna", *Electronics Letters*, vol.34, No.25, pp.2366-2367, December 1998
- Med02** A. Medles, S.Visuri, D.T.M. Slock, "On MIMO Capacity with partial channel knowledge at the Transmitter", *IEEE*, 2002
- Oes06** C. Oestges, "Validity of the Kronecker model for MIMO correlated channels", *IEEE*, 2006
- Oga01** K. Ogawa, T. Matsuyoshi, K. Monma, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand and shoulder effects at 900 MHz", *IEEE Transactions on Vehicular technology*, vol.50, No.3, May 2001
- Ozc03** H. Ozcelik, M. Herdin, H. Hofstetter, E. Bonek, "Capacity of different MIMO systems based on indoor measurements at 5.2 GHz", *IEE*, 2003.
- Ozce03** H. Ozcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, E. Bonek, "Deficiencies of Kronecker MIMO radio channel model", *Electronics Letters*, vol.39, No.16, August 2003
- Pan07** S. Pan, S. Durrani, M.E. Bialkowski, "MIMO Capacity for Spatial Channel Model Scenarios", AusCTW'07, IEEE, 2007
- Pau86** A. Pulraj, R. Roy, T. Kailath, "A subspace rotation approach to signal parameter estimation", *IEEE Proc.*, Vol.74, No.7, July 1986
- Ped00** K.I.Pedersen, J.B. Andersen, J.P. Kermoal, and P. Morgensen, "A stochastic Multiple-Input-Multiple-Output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms", *VTC*, 2000
- Pol01** A. Pollard, D. Lister, M. Dowds, "System level evaluation of standard-compatible MIMO techniques for downlink", *IST Mobile Communications Summit*, Sitges (Barcelona), Spain, 9-12 September 2001
-

- Rat94** P. Ratajczak, P. Brachat, J-L. Guiraud, "Rigorous analysis of Three-Dimensional structures incorporating dielectrics", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 42, No.8, August 1994
- Ras91** J.Rashed, C.T.Tai, "A new class of resonant antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.49, issue : 9, pp.1428-1430, September 1991
- Ros02** J.P. Rossi, Y. Gabillet, "A mixed ray launching/tracing method for full 3-D UHF propagation modelling and comparison with wide-band measurements", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 50, No.4, April 2002
- Row97** C.R. Rowel, C.T.Tai, "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.46, issue : 5, pp.837-842, May 1997
- Row98** C.R. Rowell, R.D. Murch, "A compact PIFA suitable for dual frequency 900/1800 MHz operation", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol.46, issue : 4, pp.596-598, April 1998
- Roy87** R. Roy, A. Paulraj, T. Kailath, "Comparative performance of ESPRIT and MUSIC for Direction-Of-Arrival estimation", *IEEE*, 1987
- Rud06** L. Rudant, C. Delaveaud, "Système multi-antennes à diversité de polarisation", *Brevet N°FR0653562*, 2006
- Sab03** C. Sabatier, "T-Dipole Arrays for Mobile Applications", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, No.6, pp. 9-26, Dec. 2003
- Sal02** I. Salonen, P. Vainikainen, "Estimation of signal correlation in antenna arrays", *Journées Internationales de Nice sur les Antennes*, vol.2, pp.383-386, 12-14 Novembre 2002
- Sch86** R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. on Ant. and Propag*, vol. AP-34, No.3, March 1986

- Ske04** N. Skentos, A. G. Kanatas, G. Pantos, P. Constantinou, " Capacity results from short range fixed MIMO measurements at 5.2 GHz in urban propagation environment", *IEEE*, 2004.
- Skr01** A.K. Skrivervik, J.F. Zücher, O. Staub, and J.R. Mosig, "PCS Antenna Design : the challenge of miniaturization", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol.43, No.4, August 2001
- Ste01** M. Steinbauer, A.F. Molisch, and E. Bonek, "The double-directionnal radio channel", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol.43, pp.51, 2001
- Sul03** K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, P. Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments", *IEEE J. on Select. Areas in Comm.*, vol.21, no.5, June 2003.
- Tic** <http://www.ticra.com>
- Ton00** A.M. Tonello, "Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding S strategy", *proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Boston, Sept. 2002
- Tur95** A.M.D. Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford, C.J. Kellett, "An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.44, N°2, May 1995
- Vau03** R.Vaughan, J.B. Andersen, "Channels Propagation and Antennas for Mobile Communications", *IEEE Book Waves Series*, 2003
- Ver01** J. Verhaevert, E. an Lil, A. Van de Capelle, "Behaviour of the SAGE algorithm in a two-dimensional multi-user environment", *11th International Conference on Antenas and Propagation*, 17-20 April 2001
- Wal03** C. Waldschmidt, C. Kuhnert, T. Fügen and W. Wiesbeck, "Measurements and simulations of compact MIMO-Systems based on polarisization diversity", *IEEE Topical conference on Wireless Communication Technology*, 2003
- Wol98** P.W. Wolniasky, G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, "V-BLAST : An

- architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel", in *proc. Int. Symp. on Signals, Systems and Electronics*, Sept-Oct. 1998
- Won03** K.L. Wong, H.C.Tung, "An inverted U-shapes patch antenna for compact operation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.51, issue : 7, pp.1647-1648, July 2003
- Zwi02** T. Zwick, C. Fischer, W. Wiesbeck, "A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.20, pp. 1178-1192, Aug. 2002
- 3GPP** 3rd Generation Partnership Project (3GPP), "Spatial Channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations (3gpp tr 25.996 version 6.1.0 release 6), *Technical Report*, Sept. 2003

Publications

Revue avec Comité de lecture :

- [1] S. Vergerio, P. Sabouroux, J-P. Rossi, "Principe et performances des systèmes MIMO en radiocommunications mobiles", *Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE)*, N°3, mars 2007.

Conférences internationales :

- [2] S. Vergerio, M. Elayachi, J-P. Rossi, P. Brachat, "Design of Multiple Antennas at 5 GHz for Mobile Phone and its MIMO Applications", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Turin (Italy), September 2007.
- [3] S. Vergerio, P. Sabouroux, J-P. Rossi, "Design of Multiple Compact Antennas and MIMO Applications", *European Test & Telemetry Conference*, Toulouse (France), June 2007.
- [4] S. Vergerio, J-P. Rossi, P. Sabouroux, "Influence of antenna characteristics on MIMO performances at 2 GHz", *European Wireless Conference*, Paris (France), April 2007.
- [5] S. Vergerio, J-P. Rossi, P. Sabouroux, "Influence of coupling and diagram correlation on MIMO capacity performances at 2 GHz", *Asia Pacific Microwave Conference*, Yokohama (Japan), December 2006.
- [6] S. Vergerio, J-P. Rossi, P. Sabouroux, "A two-PIFA antenna system for mobile phone at 2 GHz with MIMO applications", *European Conference on Antenna and Propagation*, Nice (France), November 2006.
- [7] S. Vergerio, J-P. Rossi, J-M. Chaufray, P. Sabouroux, "MIMO Capacity simulation in cellular environment with a ray model", *European Test & Telemetry Conference*, Toulouse (France), June 2005.

Rapports de projets internes :

- [8] J-P. Rossi, S. Vergerio, "Study of the MIMO Capacity of different mobile antennas configurations with the help of a ray propagation model", *France Télécom R&D, Projet TAMARIS*, Livrable L4.2.2, Décembre 2006.

- [9] S. Vergerio, J-P. Rossi, P. Brachat, "Conception d'antennes à diversité pour terminal mobile", *France Télécom R&D, Projet ANTECH*, Livrable L2.3.3, Mars 2005.
- [10] S. Vergerio, J-P. Rossi, "Conception d'une antenne au mobile à diversité de diagramme", *France Télécom R&D, Projet ANTECH*, Livrable L2.3.2, Janvier 2005.

Résumé

La technologie MIMO est une solution intéressante pour répondre à l'augmentation des débits liée au développement des services multimédia dans les systèmes de communications sans fil. Elle promet une augmentation linéaire des débits en fonction du nombre d'antennes à l'émission et à la réception en exploitant la diversité du réseau d'antennes et en tirant parti de la propagation multi-trajets. Cette technologie, déjà utilisée dans les réseaux WLAN, rencontre quelques problèmes en téléphonie mobile. En effet, il n'est pas évident d'implanter plusieurs capteurs sur un terminal de taille compatible avec un téléphone mobile tout en conservant de bonnes performances. La proximité des éléments engendre des couplages provoquant des pertes de puissance émise et des déformations de diagramme.

Cette thèse présente la conception d'une antenne à deux éléments rayonnants pour téléphone portable suivie d'une étude sur les performances des systèmes MIMO pour la téléphonie mobile dans des conditions réalistes. La conception d'un simulateur de capacité basé sur un modèle de propagation complet a permis de comparer les antennes et leurs caractéristiques en environnement cellulaire urbain dans la bande UMTS.

Mots clé : Capacité MIMO, multi-antennes, couplage inter-éléments, miniaturisation, modèle de propagation.

Abstract

MIMO technology is an attractive solution to come up to the increase of the data transfer rate due to the development of the multimedia services in wireless communication systems. It promises a linear increase of data transfer rate in function of the antennas number at the transmitter and at the receiver by exploiting the antenna network diversity and the multi-path propagation. This technology, already used to increase data transfer rate in WLAN network, meets some difficulties in mobile telephony. In fact, it is not easy to implement multiple antennas on a ground plane whose dimensions are compatible with a mobile phone while preserving good performances. Closeness of elements generates coupling inducing power loss and diagram modifications.

This thesis presents the design of an antenna with two radiating elements for mobile phone following by a study of MIMO systems for mobile telephony. The conception of a capacity simulator based on a complete propagation model allowed to compare antennas and their characteristics in urban cellular environment in the UMTS band.

Keywords: MIMO capacity, multiple antennas, inter-element coupling, miniaturization, propagation model.